

NOVA ELETRONICA

ANO IX — N.º 108 — FEVEREIRO — Cr\$ 18.000

Para seu som:

TRACT

tratamento de sinais

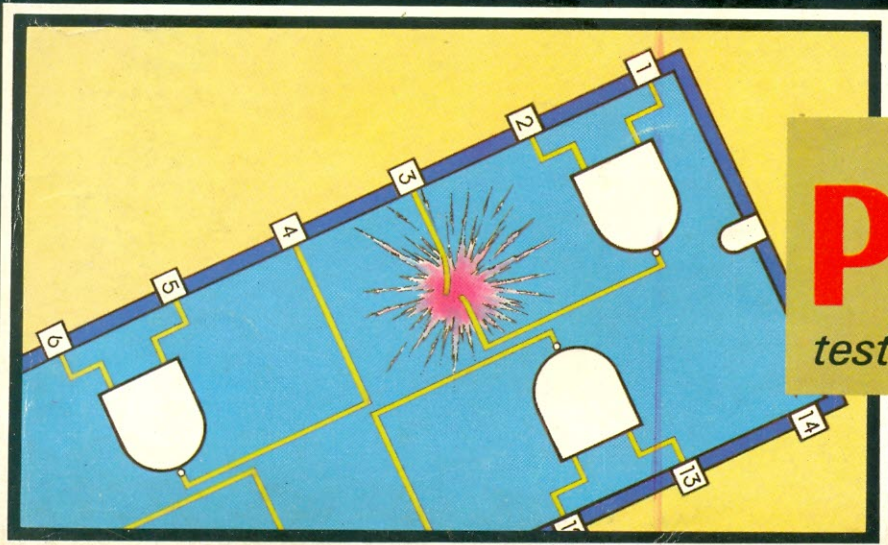
- * pré, mixer e controle de tom conjugados
- * comutação eletrônica
- * cinco canais de entrada
- * mixagem com microfone
- * CIs de alto desempenho



Para sua bancada:

plurITEST

testador de CIs digitais



NOVA ELETRONICA

CAPA



As duas maiores preferências dos leitores da NE unem-se na capa deste número: o áudio, através do TRACT, um sistema conjugado que introduz grandes inovações na área; e a bancada, com o PLURITEST, feito para a análise e manutenção de CIs lógicos.

ÁUDIO

Psicoacústica — conclusão 8

VÍDEO

TV-Consultoria 18

ELETRÔNICA INDUSTRIAL

Sistemas de controle — 2ª parte .. 22

PRÁTICA

TRACT, uma estação de tratamento de áudio 28

Pré-amplificador, misturador e controle de tonalidade num só aparelho, totalmente acionado por chaves analógicas

PLURITEST, para CIs digitais 40

Simplifica tremendamente a análise e teste de integrados TTL e CMOS. Com suas cartelas intercambiáveis, você visualiza o CI, sem precisar recorrer a manuais

Conheça os operacionais pela prática — VII 48

BANCADA

Diodos “especiais” — 3ª parte 52
Uma panorâmica sobre o varicap

Cálculo de transformadores por computador 54

Um programa que permite agilizar o projeto desses dispositivos

TELECOMUNICAÇÕES

Transmissão de dados em telefonia — 1ª parte 62

ENGENHARIA

Tecnologia dos integrados CMOS — 12ª parte 68

Prancheta nacional 77

CURSO

Manual de Utilização do Osciloscópio — 2º fascículo

SEÇÕES

Cartas 4
Notas nacionais 6
Livros e Revistas 78
Classificados 80

Fatores subjetivos da audição humana

Os conceitos de intensidade sonora, audibilidade, sonoridade, efeito estéreo. Concluindo, um glossário técnico.

Continuemos a analisar os vários fenômenos que influem na percepção do som.

Recepção com bandas restritas de frequência — Uma experiência realizada por Olson em 1947, hoje considerada clássica, visou determinar até que ponto era preferível uma audição sem restrições (em relação à frequência), comparando-se com a outra, com largura de banda limitada.

A experiência foi realizada com orquestra ao vivo sendo utilizados filtros acústicos para suprimir as frequências superiores a 5 000 Hz. Durante a experiência, alteraram-se as condições entre as duas modalidades, sem que o público ouvinte fosse conhecedor das mudanças; apenas pediu-se que se manifestassem por gestos, ao longo da execução. A maioria escolheu a execução com faixa de reprodução completa, sem restrições, tanto para música como para voz.

Em todas as pesquisas realizadas depois desse experimento foi confirmada a preferência dos ouvintes, apesar de, em alguns casos, ter sido registrada a preferência por uma banda restrita, quando a ampliação poderia acrescentar distorções e ruídos indesejados.

Percepção da intensidade pelo ouvido — Os sons que ouvimos apresentam uma grande variação de combinações das características subjetivas (intensidade, tonalidade e timbre), assim como de duração. Já se viu como, sem considerar a intensidade, o ouvido reage de certo modo perante as variações de frequência. De igual modo se verificam reações diversas perante as variações de intensidade.

Diversas experiências demonstraram que os limites de audibilidade, em relação à pressão sonora e nas frequências médias, são 2×10^{-4} μ bares, que é o limiar de audição, e 200 μ bares, que é o limiar da dor — isto é, quando a movimentação do mecanismo do ouvido é tão violenta que causa dor e até ruptura da membrana e dos ossículos. Esses valores podem variar com a pessoa e a idade, mas foram considerados padrão para o mínimo e o máximo da banda de audição do ser humano.

Os sons de pressão inferior ao limiar de audição não podem ser percebidos pela grande maioria das pessoas. Por outro lado, os sons de pressão superior ao limite máximo podem causar danos permanentes ao sistema auditivo. Em alguns casos, aumentos excessivos de intensidade sonora podem não ser percebidos como "sons", mas cau-

sar sensações desagradáveis, como vertigens, arritmias cerebrais, auras pré-epilépticas e outros distúrbios mentais. É fenômeno que ocorre com muita frequência nos "embalos" de música dita moderna, nas discotecas. Vários pesquisadores já concluíram que os sons musicais em altíssimos níveis estão ligados ao consumo de drogas, em boa parte dos casos.

Sensibilidade do ouvido — Assim como foram diferenciados os conceitos de tonalidade e de frequência, deve-se estabelecer uma distinção entre intensidade (grandeza física, mensurável) e sonoridade (sensação subjetiva). Pode-se dizer que a sonoridade é proporcional ao logaritmo da intensidade (segundo a Lei de Fletcher-Weber).

Por outro lado, a sonoridade, além de ser função da intensidade, varia com outros fatores, tais como frequência, largura da banda, duração etc. O conhecimento que se tem neste campo é ainda muito incompleto, mas pode-se comprovar, a partir dos resultados de diversas experiências, a existência de certos fatores e peculiaridades do sistema auditivo.

O estudo da resposta do ouvido como reação à intensidade sonora está sendo investigado em várias partes do

mundo, devido à influência sobre a saúde humana. Experiências têm demonstrado que, sendo o sentido da audição o mais utilizado pelo ser humano, na atualidade (juntamente com o da visão), torna-se responsável por vários comportamentos e condutas e também por muitos dos males que acometem a humanidade.

Durante o 1.º Simpósio de Ensino Acelerado, realizado na Universidade do Rio de Janeiro, sob a orientação do prof. Luiz Machado, do Laboratório de Linguagem, foi demonstrado como certos sons podem modificar, quase de modo subliminar, o comportamento humano, predispondo-o para procedimentos antes recusados.

O ouvido é mais sensível aos níveis mais baixos de intensidade sonora. A pressão de 2×10^{-4} μ bares (correspondente ao limiar de audição) é 5 bilhões de vezes menor que a pressão atmosférica, na superfície da Terra. Nas intensidades mais elevadas, o ouvido tem como que um sistema de autoproteção, que diminui a sensibilidade, sendo preciso muito mais pressão sonora para manter linear o nível de audição.

Note também que, nas frequências muito baixas, o ouvido perde sua sensibilidade. Caso contrário, o ruído das articulações e o pulsar das artérias seriam insuportáveis.

Nível de pressão sonora e potência acústica

Já dissemos da necessidade de ser utilizada uma escala logarítmica para adaptação da chamada Lei de Fletcher-Weber. O nível sonoro de cada som, expresso em dB SPL, tem uma correspondência com as expressões e intensidades sonoras. O ponto de referência equivalente a uma pressão de 2×10^{-4} μ bares é o nível da pressão sonora 0 dB SPL. Antes dizia-se que 1 dB SPL era a quantidade mínima de som que o ser humano podia perceber. Porém, hoje, sabe-se que não é bem assim.

Fazer corresponder o limiar de audição ao ponto 0 dB SPL parece sugerir que este valor significa silêncio absoluto, o que não é rigorosamente verdade. Outra grandeza, definida anteriormente, é o watt acústico, que não é muito utilizado em amplificação de áudio. De qualquer modo, para dar uma

idéia da potência acústica associada a diversos sons, na Tabela 1 temos alguns exemplos, onde se pode verificar a enorme diferença existente entre eles. A conversação normal, por exemplo, situa-se nos 20 μ W, e a fala muito elevada, ao redor dos 40 μ W.

Variação da sonoridade com a frequência

— Sendo o dB SPL um modo de expressar matematicamente a pressão sonora, constitui uma grandeza mensurável e independente, portanto, de interpretação subjetiva, já que não tem uma relação exata com a sonoridade. Para medir a sonoridade criou-se uma nova unidade, denominada **fon**.

Por definição, o fon é uma sensação subjetiva que um dB SPL produz quando a frequência for de 100 Hz. Como a sonoridade é uma grandeza subjetiva, a melhor maneira de medi-la é reunir um grupo de pessoas, submetê-las a determinados estímulos, anotar suas reações, analisar os resultados e, finalmente, chegar a uma conclusão que permita obter uma lei empírica.

Para estudar a variação de sonoridade em função da frequência seguiu-se, como em muitos outros casos em acústica, esse processo. Em 1933, Fletcher e Munson realizaram uma amostragem com milhares de pessoas (visitantes da Feira Mundial de Nova Iorque) e determinaram de modo evidente a relação que existe entre sonoridade, nível de pressão sonora e frequência. As pessoas que participaram dessa amostragem estavam na faixa etária de 18 a 25 anos e foram colocadas em uma sala anecóica (ambiente que elimina todo e qualquer eco ou reflexão). Era solicitado às pessoas que comparassem a sonoridade de um tom de referência (uma onda senoidal de 1 000 Hz) com a do tom de prova, ambos reproduzidos por alto-falantes. Em todos os casos, eram conhecidos o nível de pressão sonora de ambos os tons.

Repetindo a experiência em diversas frequências e intensidades e obtendo a média dos resultados, foi montada uma curva semelhante à da figura 9. Essas curvas não são as originais da experiência de Fletcher e Munson, mas sim as obtidas por Robinson e Dodson, do *National Physical Laboratory*, na Inglaterra, que reproduzimos sob permissão.

Elas referem-se ao caso da frequência de teste ser um tom puro. Existe outra coleção de curvas, obtidas por Stevens em 1956, na Universidade de Harvard, referente a ensaios com faixas de ruído em ambientes de reverberação média. Em 1966, Baver e Torick, dos laboratórios da *Columbia Broadcasting Systems*, obtiveram curvas diferentes, referentes a oitavas de ruído rosa, pa-

Potência acústica de alguns sons

Tabela 1

Orquestra com 75 músicos	(máximo)	75 W
Tímpano	"	25 W
Órgão	"	13 W
Piano	"	0,3 W
Clarinete	"	0,05 W
Violino (nas passagens mais suaves)	—	4 μ W
Voz grave	(máximo)	0,03 W
Voz aguda	"	0,001 W
Conversação normal		20 μ W

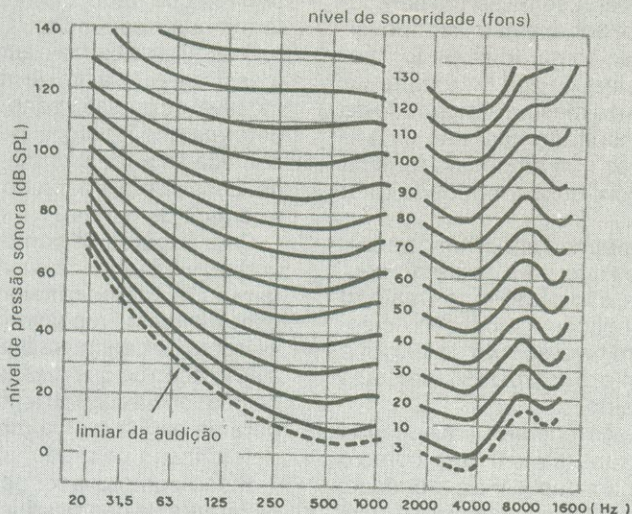


Fig. 9

Curvas de mesma sonoridade para tons puros, em campos acústicos frontais.

Níveis médios de sonoridade de vários sons

Tabela 2

Sonoridade (sones)	Nível de sonoridade (fons)	
512	130	Martelo pneumático a 1 m. Limiar da dor. Avião a 15 m.
256	120	Passagens mais fortes de uma orquestra sinfônica. Sirene de fábrica.
128	110	Comboio passando por uma estação.
64	100	Buzina de automóvel.
32	90	Música com volume elevado.
16	80	Rua com muito tráfego.
8	70	Zona comercial. Escritório/Restaurante.
4	60	Conversação normal a 1 m.
2	50	Área urbana residencial.
1	40	Público em auditório.
	30	Área rural/Biblioteca. Estúdio de gravação.
	20	Conversação em voz baixa a 1 m.
	10	Murmúrio das folhas.
	0	Câmara anecóica. Limiar de audibilidade.

ra casos semelhantes aos encontrados em ambientes domésticos.

Embora todas essas curvas guardem uma certa semelhança entre si, existem algumas diferenças apreciáveis, devido provavelmente aos diversos tipos de sinais utilizados, meio ambiente de audição ou ao método de medida. Tudo isto nos dá uma idéia da dificuldade de se apreciar objetivamente as reações do ouvido.

Uma observação das curvas da figura 9 mostra detalhes interessantes, já que nos pontos ao redor de 1 000 Hz fez-se corresponder o dB SPL com fons. Observa-se, por exemplo, que, para obter uma sensação de 50 fons, necessita-se de 50 dB SPL em 1 000 Hz, 8 dB SPL em 31,5 Hz, 42 dB SPL em 4 000 Hz e 58 dB SPL em 800 Hz. Isto significa que o ouvido tem uma sensibilidade máxima na região de 3 000 a 4 000 Hz, onde se obtém a maior sonoridade para um determinado nível de pressão sonora.

Nas curvas da figura 9 foi considerado como nível de audição o correspondente a 3 fons. Na realidade, esse limiar varia de pessoa para pessoa, de modo que somente cerca de 50% dos

seres humanos têm um limiar de audição acima de 20 fons.

Sonoridade — Apesar de haver uma correspondência entre as pressões acústicas e a sensação subjetiva, a escala em fons apresenta certos paradoxos — como, por exemplo, a impossibilidade de se somar fons. Se for produzido um sinal de 200 Hz e outro de 4 000 Hz, com a mesma sonoridade de 70 fons, o resultado final não dá 140 fons, uma vez que ambos os tons se percebem com uma sonoridade total de 80 fons.

Foi demonstrado por diversos experimentadores que, para níveis superiores a 40 fons, são necessários mais 10 fons para duplicar a sensação de sonoridade. Um nível sonoro de 100 fons não é, portanto, o dobro de 50 fons, mas 30 vezes maior.

Experiências recentes têm sugerido o nível de 9 fons (e até 6 fons) como o mais exato para duplicar a sonoridade; mas a maioria das pesquisas são coincidentes em indicar a quantidade de 10 fons como a adequada para se conseguir essa sensação de duplicação.

Com base nessa quantidade, criou-

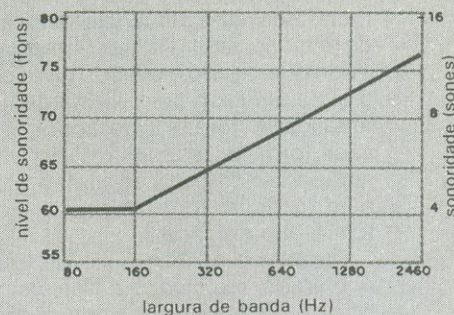


Fig. 10

Efeito da variação da sonoridade com a largura de banda (frequência central de 1 kHz, nível de pressão sonora em 60 B e largura de banda crítica em 180 Hz).

se uma nova escala de medidas de sonoridade, na qual a duplicação de sonoridade corresponde exatamente a uma quantidade dupla de unidades dessa escala. Essa unidade é denominada **sones**. Por definição, um sones corresponde à sonoridade de 40 fons. Para níveis de sonoridade de 40 fons ou superiores, a sonoridade em sones é:

$$S = 2^{(F-40)/10}$$

onde S é a sonoridade em sones e F, o nível de sonoridade em fons. A Tabela 2 indica níveis médios de sonoridade em fons, de diversos sons, assim como sua equivalência em sones.

Variação da sonoridade com a largura de banda — Os sons com espectro de frequência amplo parecem mais fortes do que os tons puros ou bandas estreitas de ruído, se bem que ambos tenham o mesmo nível de pressão sonora. Os ensaios que se realizam para comprovar esse fato começam por submeter o ouvinte à escuta de uma estreita banda de ruído, centrada numa determinada frequência.

A largura de banda é aumentada progressivamente, a fim de manter o mesmo nível de pressão sonora. Existe um determinado ponto a partir do qual começa-se a receber maior sonoridade. Esse ponto é definido como **largura crítica de banda**.

Para larguras de banda inferiores à crítica, a sonoridade é a mesma. Para larguras de banda maiores, a sonoridade aumenta proporcionalmente com a largura de banda. Na figura 10, temos a ilustração do que dissemos: para cada frequência central define-se uma largura de banda crítica diferente que é determinada de modo empírico.

Ficou comprovado, porém, que cada largura de banda crítica corresponde a um intervalo de frequência de 100 mel ou 1 bark. Pode-se, portanto, definir o bark como a largura de uma banda crítica.

Variação da sonoridade com a proximidade em frequência — A sensação de intensidade também é influenciada pelo efeito de mascaramento — que se produz quando os sons estão muito próximos em frequência. Se forem produzidos simultaneamente, por exemplo, um tom de 300 Hz, com nível de sonoridade de 70 fons (ou 8 sones), e outro de 5 000 Hz, com o mesmo nível de sonoridade, a total será a soma das parciais (em sones) de ambos — isto é, 16 sones ou 80 fons.

Se, por outro lado, tivermos dois tons da mesma frequência, com a mesma sonoridade, a sensação produzida por ambos não será o dobro do que produz um só, mas apenas ligeiramente maior. Isto quer dizer que só é possível a soma direta de sonoridades entre sons que estejam muito separados em frequência. Quanto mais próximos estiverem, mais se influenciam mutuamente, e a sonoridade total é inferior à soma das sonoridades de ambos, em separado.

Tal efeito é denominado **mascaramento parcial** e pode chegar a ser total quando existe, além de uma grande proximidade em frequência, uma notável diferença na sonoridade. Assim, um som forte oculta por completo outro mais fraco, que não se pode perceber e que, portanto, não contribui para aumentar a sonoridade.

Isto é explicado porque se admite que, quando os sons excitam os mes-

mos nervos no ouvido, as células se movem em resposta à excitação mais forte e não reagem à mais fraca. Nos casos de mascaramento, as frequências mais baixas tendem a ocultar as mais elevadas. Esse efeito de mascaramento desempenha papel importante nas medidas de acuidade auditiva, quando se obtêm audiogramas das pessoas.

Calcula-se que os sons devem estar separados pela largura de 8 a 10 bandas críticas para que não ocorra mascaramento; nesse caso, a sonoridade total é a soma das sonoridades parciais (em sones). Se estiverem separados por menos de uma banda crítica, pode-se chegar ao mascaramento total, dependendo do nível de pressão sonora de cada som (no caso de possuírem o mesmo nível, o resultado é simplesmente 3 dB acima do nível de cada um deles). Se a separação entre os sons for intermediária entre os casos expostos, o mascaramento será apenas parcial.

Variação da sonoridade com a duração — A sonoridade será independente da duração, quando esta for superior a cerca de 100 ms; quando for menor, será necessário aumentar o nível de pressão sonora para se obter a mesma sonoridade. Por experiências, comprovou-se que a “constante de tempo” do ouvido situa-se nos limites precisos entre 100 e 200 ms.

Atenuação da intensidade com a distância — A intensidade sonora diminui com a distância, independentemente da maior atenuação que as frequências sofrem no ar. Na figura 11 temos a atenuação sofrida pelo som em função da distância (com referência a um nível de 0 dB a 1 metro). Observa-se uma atenuação de 6 dB cada vez que é duplicada a distância do foco sonoro. Tais valores correspondem a medidas efetuadas em campo livre, pois em recintos fechados ocorrem algumas variações, que dependem das características de cada local. Pode-se estimar, porém, que a atenuação é ligeiramente inferior nesses casos.

Discriminação das intensidades pelo ouvido — O poder discriminador do ouvido com relação aos níveis sonoros varia em função da frequência e do nível de pressão sonora. Em frequências médias, para níveis de 40 dB ou menores, a mínima variação perceptível costuma ser de 3 dB. Acima de 60 dB, notam-se, com relativa facilidade, variações de 1 ou 2 dB, e existem pessoas que podem distinguir variações de 0,5 e até 0,25 dB.

Nas frequências baixas, a sensibilidade é menor. A 35 Hz, por exemplo, torna-se necessário aumentar a pressão sonora em 9 dB para que o ouvido perceba alguma diferença. Por vezes, variações muito pequenas de intensidade, que não se podem apreciar como tais, são interpretadas de outro modo. Uma experiência que se faz é colocar uma pessoa ouvindo um sistema de

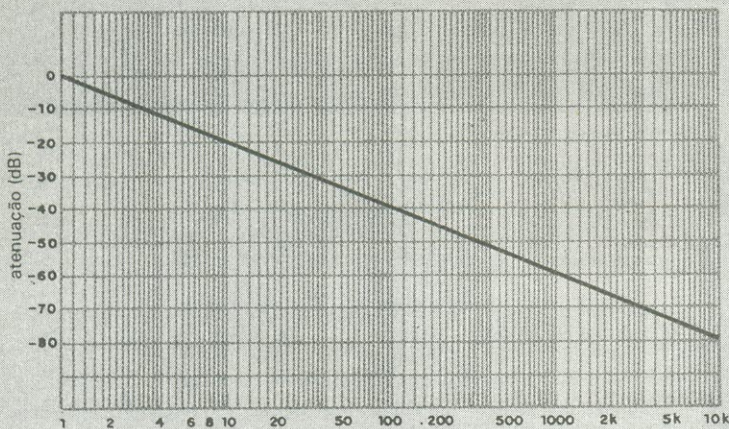


Fig. 11

Atenuação do som com a distância.

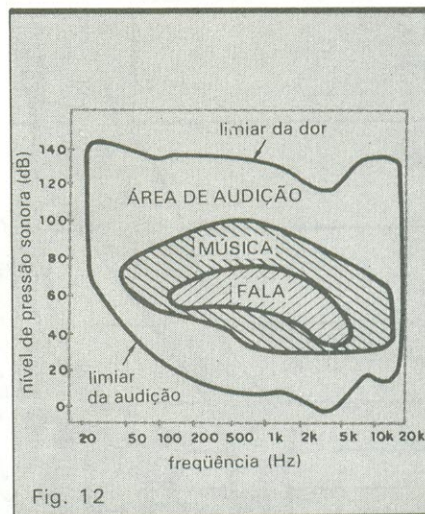


Fig. 12

Áreas da audição humana e as posições ocupadas pelos sons musicais e pela fala.

Alcances dinâmicos da música

Tabela 3

Escala de intensidades musicais de diversos instrumentos musicais, a 3 metros de distância, em decibel SPL (segundo Olson em *Musical Engineering*).

Tímpano	30 — 110 dB
Pratos	40 — 105 dB
Órgão	35 — 115 dB
Piano	60 — 100 dB
Tuba	50 — 95 dB
Fagote	60 — 90 dB
Flauta	50 — 85 dB
Violino	40 — 95 dB
Voz masculina	25 — 90 dB

(uma orquestra sinfônica pode atingir picos de 110 dB)

Níveis de sonoridade, em fons, equivalentes às diversas notações musicais (segundo Stokowski).

ppp	20 fons
pp	40 "
p	55 "
mf	65 "
f	75 "
ff	85 "
FFF	95 "

alta-fidelidade; subitamente, troca-se o amplificador por outro, absolutamente idêntico, mas fornecendo uma potência de 0,5 a 1 dB maior que a do anterior. Ao se pedir a opinião do ouvinte ele dirá, na maioria dos casos, que o amplificador que está liberando mais potência tem "melhor" som.

A diferença de sonoridade, impossível de ser apreciada por muitas pessoas — principalmente por aquelas que não têm oportunidades de educar-se em um meio musical — é interpretada como diferença de qualidade entre os dois amplificadores.

É possível observar até cerca de 280 condições distintas de intensidade, desde o limiar de audição até o limite de dor, como também se podem discriminar cerca de 1 400 tons distintos (e a maioria dos sons é resultado de combinações de intensidades e tons). Assim, pode-se dizer que o ouvido é capaz de diferenciar $280 \times 1\,400 = 392\,000$ sons distintos, aproximadamente.

Como síntese de tudo que foi dito acima, a figura 12 mostra os campos de frequência e níveis de pressão sonora em que se situa a maioria dos sons que nos rodeiam. A Tabela 3

refere-se à bandas dinâmicas de diversos instrumentos musicais.

Influência do ruído sobre o organismo humano — O ruído perturba grande parte das atividades humanas, tal como o trabalho ou concentração intelectual, o sono, a digestão etc. Produz fadigas, nevralgias, arritmias cerebrais e cardíacas, acessos de asma etc. Ruídos de elevada intensidade produzem efeitos adversos sobre o aparelho auditivo, podendo causar surdez permanente.

No aspecto psicológico, afeta a produtividade, impedindo a concentração, como já foi dito, ou provocando atitudes incompatíveis com a convivência em grupo, seja de trabalho, diversão ou familiar. Pode produzir algumas doenças nervosas. E com a dita "civilização" barulhenta, o ouvido humano, para proteger-se, está perdendo a sensibilidade. Existem povos, isolados desta nossa civilização, que causam assombro aos "civilizados", por perceberem sons extremamente fracos.

O resultado da exposição contínua do ouvido a diversos sons recebe a designação de **presbiacusia**. Há um efeito que faz com que o limiar de audição se desloque para níveis mais elevados, depois de o ouvido ter sido submetido a níveis além dos que está habitualmente acostumado. Há como que uma espécie de perda momentânea da sensibilidade acústica, um verdadeiro entorpecimento.

É normal, depois de uma pessoa haver passado horas em ambiente muito ruidoso, ter uma espécie de surdez que a impede de ouvir corretamente os sons abaixo de um certo nível. Esse efeito é supostamente temporário, porém as pessoas que trabalham em campos de aviação e fábricas ruidosas, com o tempo, vão perdendo não só a acuidade auditiva, como o fator de inteligibilidade das palavras, ou seja, ouvem mas não entendem.

O dr. Mauro Pena e o prof. Aristides Monteiro fizeram, há alguns anos, um trabalho muito interessante sobre o assunto, examinando os operários do Arsenal de Marinha, na Ilha das Cobras, no Rio de Janeiro. Foi um trabalho pioneiro no mundo e as conclusões a que chegaram serviram para provocar alterações na legislação de proteção, relativa à higiene de trabalho.

Esse é um dos campos de muitas pesquisas nos meios audiológicos, e continuamente são publicados traba-

lhos e observações sobre o assunto. De passagem, cite-se que o Prêmio Nobel de Medicina sobre tais assuntos coube a um engenheiro de telecomunicações...

Audição binaural e efeito estereofônico — Se bem que os sistemas de reprodução em dois canais (estereofonia) sejam relativamente recentes, a audição binaural existe desde o aparecimento de certos animais e, entre eles, o antepassado do ser humano. Porém, até bem pouco tempo era crença generalizada que a existência de dois ouvidos (como de dois rins, ou dois pulmões) se devia a uma questão de simetria ou previsão da natureza: se um dos órgãos deixava de funcionar, o outro assumia as funções.

Apesar de existirem evidentes indícios de que os ouvidos serviam para algo mais do que apenas ouvir, não se começou a examinar cientificamente esse aspecto até o século passado. As experiências de Weber (1846) e Lord Rayleigh (1876) esclareceram o assunto e abriram caminho para a investigação do fenômeno de localização, por meio do som, da fonte que o emitiu. Mas neste aspecto, como em outros relativos à audição, continuamos a ter conhecimentos incompletos.

Funcionamento binaural do ouvido — Os ouvidos funcionam de forma diferente dos outros órgãos do corpo humano com os quais poderiam ter alguma semelhança. A luminosidade, por exemplo, percebida pelos olhos, não varia se a olhamos com um olho só ou com os dois, mas a sonoridade que se nota com os dois ouvidos é maior do que quando utilizamos apenas um deles.

Por outro lado, os ouvidos formam canais receptores que são independentes entre si. Não se verificam interferências entre eles, e as combinações das frequências recebidas em cada ouvido não criam efeitos diferentes em distintas partes do cérebro.

Aliás, cabe aqui uma observação. O hemisfério esquerdo do ser humano ocidental, quando avariado impossibilita a fala e o aprendizado de linguagem. Nos japoneses e chineses, que utilizam linguagem concreta e simbólica (portanto, diferente da linguagem concreta dos ocidentais), a avaria do hemisfério esquerdo, na área da linguagem, não impede que a pessoa mantenha resquícios de linguagem. É um

aspecto fascinante e que está sendo estudado intensamente em setores especializados de universidades japonesas, pois só lá é possível encontrar normalmente pessoas, cuja linguagem não foi afetada por avarias no hemisfério esquerdo do cérebro.

Só com níveis muito altos pequenas partes de energia sonora são transferidas de um ouvido para outro, e isso devido à condução através dos ossos do crânio. A informação que cada ouvido recebe é processada no cérebro — onde, comparando os impulsos nervosos que cada som produz, são interpretados todos os aspectos do impulso nervoso que foi originado por uma onda sonora no ouvido externo. Esse fenômeno de análise do som, nos dois ouvidos, e análise final, no cérebro, é denominado **fusão binaural**.

Bibliografia consultada

— *Introdução à Psicoacústica* — José Manuel Astorga (M.E.).

— *Psicoacústica* — Virgílio Rodrigues Ferreira de Almeida (S.R.).

— *Psychology of Music* — Carl E. Seashore (M.G.H.).

— *A Comparison of Auditory Images of Musicians, Psychologists and Children* — Marie A. Agnew.

— *Phaenomene des Musikalischem Horens* — Fritz Winckel (M.H.V.).

— *Physiological Acoustics* — E. G. Weaver e M. Lawrence.

— *Curso de Audiologia* — Apostilas do curso ministrado no I.N.E.S. entre 1956 e 1975 — Prof. Apollon Fanzeres.

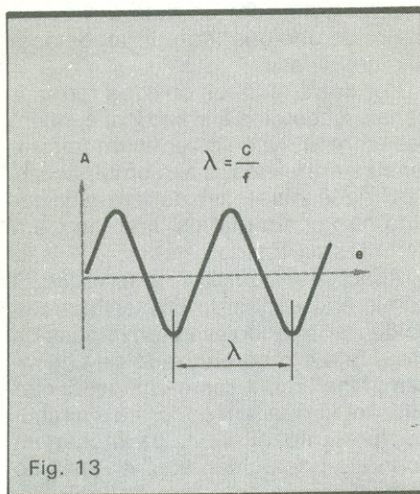


Fig. 13
Representação de uma onda sonora em função da distância.

Glossário de unidades acústicas

Velocidade de propagação das ondas sonoras

A velocidade de propagação da onda sonora depende do meio em que ocorre (líquido, sólido ou gasoso) e de outras condições. A transmissão das ondas sonoras, no ar, com uma pressão de 1 atmosfera e na temperatura de 20°C, é de aproximadamente 343 metros por segundo. A letra utilizada normalmente para indicar a velocidade é *c*.

Frequência

O número de vibrações por segundo que a fonte sonora produz é a frequência da onda sonora. A unidade é o hertz (Hz). O período *T* é o inverso da frequência, que se mede em segundos e indica o tempo que dura uma vibração completa. A letra utilizada para indicar frequência é *f*.

Comprimento da onda (fig. 13)

É a distância percorrida pela onda sonora para completar um ciclo, ou seja, a distância entre duas partículas consecutivas que se encontram na mesma posição. Numericamente, é o quociente entre a velocidade de propagação e a frequência. A letra utilizada para sua designação é *λ*.

Pressão da onda sonora (fig. 14)

O som em um determinado ponto é uma variação rápida da pressão do meio, nesse ponto. Essa pressão, na ausência de qualquer som, tem um valor considerado constante, já que suas variações são muito lentas em comparação com as variações da onda sonora. No caso do ar ser o meio de propagação, a pressão de referência é a atmosférica.

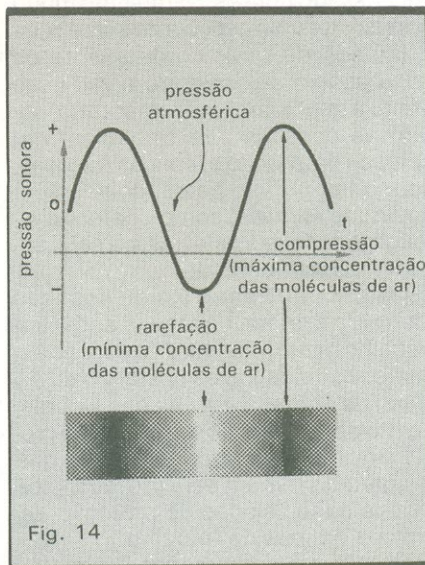


Fig. 14
Representação de uma onda levando em conta a compressão e a rarefação do ar.

ca. Os aumentos de pressão são denominados **compressão** e as diminuições, **rarefação**. A letra designativa é *p*.

Amplitude ou deslocamento

Denomina-se amplitude ou deslocamento o desvio máximo das partículas do ar em relação à sua posição de repouso. A letra utilizada para indicá-la é *d*. A equação é a seguinte:

$$d = \frac{u}{2\pi f}$$

onde *u* é a velocidade das partículas e *f*, a frequência.

Intensidade sonora

A intensidade sonora, análoga à potência elétrica, é a energia sonora que atravessa uma superfície com uma área unitária, perpendicularmente à direção de propagação, na unidade de tempo. A unidade mais usual é o watt por centímetro quadrado. A letra indicadora é *I*. A equação matemática é a seguinte:

$$I = p \cdot u$$

onde *p* é a pressão sonora e *u*, a velocidade da partícula.

Impedância acústica

É a relação entre pressão sonora e a velocidade da partícula, multiplicada pela unidade da área. A letra indicadora é *Z*.

$$Z = \frac{p}{u \cdot s}$$

A unidade de impedância acústica é o ohm acústico (1 ohm acústico = 1 dyn × s/cm).

Potência acústica

A potência total transportada através de uma superfície por uma onda sonora é igual ao produto da intensidade na superfície multiplicada pela área desta, admitindo-se como uniforme a intensidade de superfície. A letra utilizada é *W*.

$$W = PS$$

Decibel

Em acústica, as margens de intensidades, pressões etc. são muito amplas e não têm um sentido muito real, uma vez que as referidas grandezas físicas não correspondem linearmente às sensações que produzem. A lei psicofísica de Fletcher-Weber estabelece que a sensação sonora percebida pelo ser humano é proporcional ao logaritmo do estímulo que produziu a sensação. É por essa razão que se utilizam escalas logarítmicas, onde a unidade (o decibel, nesse caso) não exprime valores absolutos, mas sim valores relativos, com referência a um determinado nível. Utiliza-se o decibel em eletrônica para indicar as relações entre potências, tensões ou intensidades.

Siglas e sistemas de cores: como desfazer a confusão

A adaptação de videojogos e videocassetes importados aumentou a confusão existente sobre as siglas e sistemas de TV em cores

Muitos leitores vêm nos indagando sobre a terrível confusão entre as siglas que identificam os sistemas de TV em cores. Essa confusão generalizou-se quando teve início o “reluzente” mercado das adaptações de videocassetes e videojogos importados.

Desligando-se um fiozinho, pondo-se em curto dois pontos e trocando-se a “peça de cristal” por uma outra (com cuidado para não deixá-la cair, pois quebra), fica pronta uma adaptação batizada por sistema N-linha. Essa modificação foi, e continua sendo, a coqueluche daqueles que pouco entendem de eletrônica e menos ainda de videocassete. Se não funcionar, alega-se que o videocassete já veio com problema de fábrica e que deve ser procurado um “técnico especializado”. Infelizmente, muitas pessoas foram vítimas de certas “oficinas” e deveriam até mesmo sentir-se menos lesadas quando o seu equipamento novinho em folha não voltou semidestruído após passar por um exame meticuloso nas mãos do suposto técnico em VCR.

Hoje, as opções nesse campo já evoluíram, e o cliente, ao necessitar desse tipo de serviço, pode receber a seguinte resposta:

— Qual modificação o Sr. (a) dese-

ja: PAL-M puro (nunca soube da existência do sistema PAL-M impuro?), adaptação N-linha ou um transcodificador externo?

O cliente, principalmente se for leigo no assunto, continuará sem opção, e indagará a seguir: qual a melhor? Quanto custará? E a resposta será:

— Bem, no sistema A, você poderá reproduzir fitas do sistema B, mas só poderá gravar programas do sistema C, enquanto que, no sistema B, você poderá gravar e reproduzir programas do sistema A, mas não poderá reproduzir fitas gravadas no sistema C, por outro lado... A adaptação A custará X, a adaptação B custará Y e o transcodificador, bem este é um “pouquinho” mais caro, mas em compensação deixará “inviolável” o seu videocassete e seu receptor de TV.

Entre confiar o seu equipamento “zero quilômetro” nas mãos dos “especialistas” e comprar um aparelhinho um pouco mais caro para evitar de ter de tirar sequer um parafuso do VCR, muitos são os adeptos desta última opção. É fácil concluir que o cliente não entendeu nada sobre as vantagens e desvantagens de cada tipo de adaptação. Mas, para não passar por desinformado na frente do técnico da oficina, prefere recorrer a um amigo particular que

estudou eletrônica e que certamente poderá esclarecê-lo melhor sobre os diversos “sistemas”.

O sistema adotado no Brasil — No Brasil, oficialmente, foi adotado o sistema PAL-M para transmissões de sinais em cores. Na realidade, o sufixo M não se refere ao sistema, mas sim ao padrão de imagem, ou seja: número de linhas horizontais, número de linhas verticais, largura de um canal etc. O padrão M de imagem já fazia parte de nossas transmissões de televisão mesmo antes do advento da TV em cores. O sistema PAL foi escolhido tendo em vista a sua evidente superioridade técnica com relação ao sistema NTSC (americano), que tem como característica desfavorável a reprodução incorreta de matizes (cores).

Assim o sistema PAL (*Phase Alternate Line* — fase alternada linha a linha) adicionado ao padrão de imagem M passou a ser chamado simplesmente de PAL-M. Erroneamente, ou até por mero descaso, a sigla PAL-M é interpretada por alguns como sistema PAL-Modificado. Esse conceito é totalmente falso, pois o sistema PAL por nós adotado obedece rigorosamente ao original alemão, sendo apenas aplicado ao padrão M por questões de compati-

bilidade com a nossa TV em preto e branco já existente.

Portanto, aquilo que hoje estão chamando de PAL-M puro não passa do sistema oficial adotado no Brasil, sendo que o adjetivo puro vem apenas combater as demais transformações, que poderiam então ser supostas como PAL-M impuro.

Os videocassetes nacionais já saem de fábrica operando no sistema PAL-M, isto é, gravam e reproduzem fitas neste sistema. Porém, tendo em vista o mercado, as fitas gravadas para alugar ou vender são oferecidas nas três versões: PAL-M, N-linha e NTSC. Alguns videocassetes já incluem uma chave seletora para reprodução correta de cada uma destas versões.

N-linha (suposto sistema) — Convencionou-se chamar de N-linha ao sistema NTSC (americano) no qual a frequência da subportadora de croma foi adaptada para a mesma frequência de croma utilizada pelo sistema PAL-M. Com isso, a adaptação de um videocassete original NTSC é extremamente simples: basta trocar os cristais de croma e eliminar do circuito o filtro "H" (filtro de *crosstalk*), que é simplesmente curto-circuitado.

Com essas alterações, o videocassete passa a operar no sistema que foi batizado por N-linha, ou seja, NTSC derivado. Na realidade, tal sistema inexistente, isto é, não obedece a padrões técnicos de viabilidade, representando um "quebra-galho" que, pela sua simplicidade e baixo custo, é largamente empregado. Os videocassetes adaptados segundo esse princípio podem gravar e reproduzir programas das nossas emissoras sem que seja mesmo necessário mexer no receptor de TV. Os problemas começam quando se tenta reproduzir uma fita gravada por um VCR com essas adaptações em um aparelho PAL-M. Nesse caso, a reprodução se dá somente em preto e branco.

Portanto, as fitas gravadas em N-linha só podem ser reproduzidas em VCRs adaptados ao N-linha. Muitos videoclubes possuem fitas copiadas para o sistema N-linha, atendendo ao grande número de possuidores de aparelhos com esta adaptação.

As fitas originalmente gravadas pelo sistema NTSC também podem ser reproduzidas pelos aparelhos N-linha, desde que o receptor de TV esteja "adaptado". Essa adaptação consiste de uma chave-tecla, instalada na tam-

pa traseira do receptor, que realiza as seguintes operações no circuito: inibe o funcionamento da chave PAL, fixando-a na posição correta, e destrava o sinal *killer*.

A imagem reproduzida por um VCR N-linha, dependendo da qualidade da cópia da fita, pode até ser qualificada como boa. Entretanto, tecnicamente podemos dizer que, como o filtro supressor de interferências (*crosstalk*) foi eliminado, os ruídos no sinal de croma são reproduzidos na imagem, condição que se torna mais desfavorável ainda quando se utilizam velocidades menores (quatro ou seis horas). Uma maneira de deixar esse efeito menos perceptível é reduzir a saturação das cores no receptor, tornando a imagem menos colorida.

Muitas oficinas de gabarito aqui de São Paulo já estão equipadas para realizar uma transformação real de sistema, que, para diferenciar das demais adaptações, foi batizada de PAL-M puro. Os videocassetes assim transformados tornam-se compatíveis com os vídeos nacionais, possibilitando o intercâmbio de fitas. Com essa adaptação, os ruídos inerentes no sinal de croma são cancelados por um filtro de *crosstalk*, que utiliza uma linha de retardo ultra-sônica de 2H, tornando a imagem menos ruidosa.

Essa linha de retardo, ou *delay* 2H, pode ser implementada pela associação série de duas linhas de retardo 1H, como mostra a figura 1, sendo que o acoplamento entre elas deve obedecer rigorosamente ao casamento de impedâncias. O motivo dessa adaptação baseia-se no fato de que o *delay* 1H é um componente de uso normal em qualquer receptor de TV em cores e facilmente encontrado no mercado.

Transcodificadores — Os transcodificadores são circuitos decodificadores e codificadores que realizam a passagem do sinal de croma de um sistema ao outro. Para permitir total versatilidade, ou seja, possibilitar a gravação e a reprodução, os transcodificadores englobam dois circuitos independentes: um para a passagem do sistema NTSC ao PAL-M e outro para a passagem do sistema PAL-M ao NTSC. Alguns incluem, ainda, a transformação para o sistema N-linha (fig. 2). Para realizar todas as funções, esses dispositivos utilizam vários circuitos integrados, cristais, bobinas etc., o que traz como consequência um elevado custo final.

A grande vantagem do uso dos transcodificadores está em manter intactos os circuitos do videocassete, o que é visto com muito otimismo por aqueles que desejam preservar as qualidades originais de seu equipamento. Contudo, como seria de esperar, todo esse processamento de decodificação e codificação acaba também por adicionar ruído extra ao sinal de croma.

Conclusão — A confusão generalizada que se criou quanto às opções de adaptação de um videocassete tende a se estabilizar. Como os possuidores de videocassete, apesar do ainda alto custo desse sofisticado equipamento, vêm crescendo muito de ano para ano, justifica-se a implantação de novas oficinas e o constante aperfeiçoamento do pessoal técnico, no sentido de oferecer sempre um melhor atendimento aos clientes.

As pessoas que estão ainda por decidir sobre a compra de um aparelho poderão facilmente realizar uma pesquisa sobre qual a melhor marca, a me-

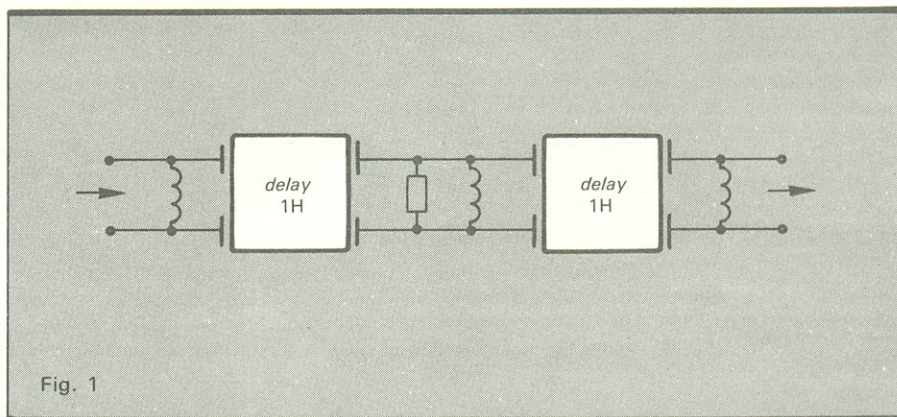


Fig. 1

Associação série de duas linhas de retardo de croma (1H) para uso como filtro de *crosstalk* em VCRs PAL-M.

Sistemas de controle eletrônico

Abordamos no presente artigo dois importantes tipos de controles, utilizados nos circuitos industriais: o proporcional e o integrativo

Neste artigo, descreveremos os sistemas de controle mais utilizados nos circuitos industriais e mostraremos os resultados com a aplicação dos programas anexados na primeira parte desta série publicada na NE 107.

Já tivemos oportunidade de estudar um sistema com características convencionais, para o qual foram preparados os programas de simulação capazes de fornecer resultados sob determinadas condições.

O processo de controle automático, chamado PID, é composto por uma associação de efeitos na variável controladora que visam a minimizar as perturbações na variável controlada. Para que isso possa ser melhor entendido, vamos retomar o nosso exemplo do canhão. Suponha que o operador deseja que o canhão mude de posição. Automaticamente, alguma modificação deve ser implementada na tensão de alimentação do motor para que o sistema possa começar a mover-se, permitindo assim que o canhão consiga encontrar a sua nova posição. Note que o controle atua sobre a variável controladora e faz com que o canhão se movimente. O controle do tipo PID gera uma mudança variável controladora

(no caso, a tensão do motor), proporcional a três características: ao erro, à integral do erro e à derivada do erro.

Cada uma dessas parcelas tem uma contribuição diferente na estabilização da variável controlada (no caso, o ângulo do canhão). Existem vários casos onde não são necessárias as três parcelas atuando conjuntamente, mas apenas duas ou até mesmo uma delas. Podem aparecer, ainda, situações particulares, onde são necessárias outras parcelas diferentes. Porém, não iremos considerar esses casos nessa primeira conceituação.

Proporcional — O controle tipo proporcional é o mais simples e evidente em termos de concepção de projeto; todavia, em casos mais complexos não é eficiente.

Imagine que você tenha que projetar um controle automático para manter fixa uma certa variável sobre uma referência. A nossa primeira idéia é implementar um sistema que, quando a variável controlada for superior à referência, provoque uma reação na variável controladora, de modo a corrigir esta distorção. E, na situação oposta, onde a referência é maior, o efeito é con-

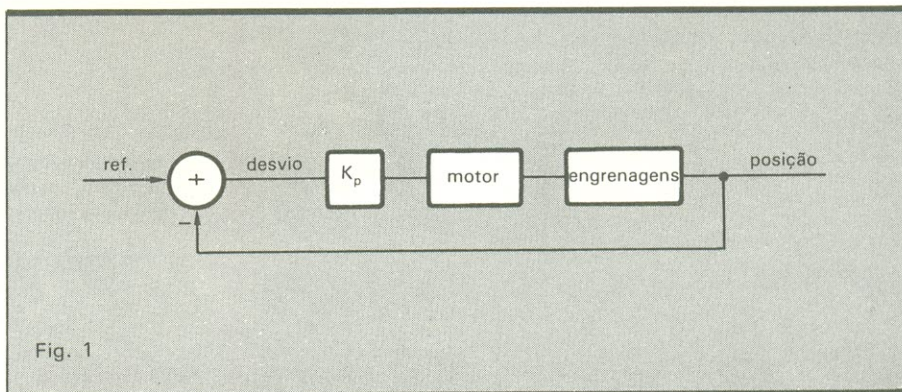


Fig. 1

Diagrama de blocos de um controle proporcional.

trário ao anterior. Normalmente, aumentamos a variável controlada com um valor proporcional ao desvio existente. Caso a tensão seja positiva no desvio, podemos concluir que a referência está acima do valor do ângulo, e, se ela for negativa no motor, é porque está abaixo do referido valor (relacionando com o nosso exemplo). Este controle, denominado proporcional, pode ser visualizado na figura 1. Nela, apresentamos o diagrama de blocos de um controle proporcional simples, onde o desvio entre a referência e a variável controlada é calculado a partir de uma operação de subtração e, a partir daí, é amplificado (K_p), passando a alimentar o motor, que gira a caixa de engrenagens e modifica a posição do canhão até que o desvio desapareça. (A constante de amplificação é denominada ganho proporcional.)

Vale a pena estudar as características desse tipo de controle. A primeira delas é que, quando o desvio for nulo, a tensão sobre o motor também será nula — fato este responsável por um erro na posição desejada.

Quando a posição do canhão procura alcançar o valor da referência, observa-se que a tensão no motor fica cada vez menor; e quando ela atingir um valor muito pequeno, o ponto de interromper o movimento automático do seu eixo, o desvio entre a posição do canhão e a referência torna-se fixo. Disso concluímos que o controle proporcional sempre apresenta um erro que pode ser minimizado, mas nunca eliminado totalmente.

Para que este erro possa diminuir, nós aumentamos o ganho K_p , para que a interrupção do movimento do motor dependa de um erro cada vez menor. Assim, a tensão proporcional ao desvio é amplificada com um ganho maior, tornando maior a tensão do motor. Por isso, para que ele pare, é necessário que o desvio seja muito pequeno, às vezes até imperceptível.

À primeira vista, basta aumentar cada vez mais o ganho para diminuir o erro proporcional, tornando praticamente perfeito este tipo de controle. Na verdade, isto não ocorre, pois quando o ganho é muito alto, a tensão no motor permanece em seu valor máximo durante quase todo o tempo em que o desvio existe. Na hipótese de desvio nulo, a inércia presente no sistema faz com que a posição do canhão ultrapasse o valor desejado, o que resulta em instabilidade. Se o ganho for ainda

maior, esta característica de oscilação aumenta e o sistema nunca mais encontrará o seu ponto (valor) de equilíbrio.

Outro aspecto importante em nosso presente estudo é a chamada “sobrelevação” — uma característica que é normalmente especificada nos sistemas e que deve ser obedecida na elaboração do projeto. A “sobrelevação” corresponde basicamente ao máximo desvio a que está sujeita a variável controlada, quando de uma eventual instabilidade.

A figura 2 apresenta um controle proporcional hipotético, ilustrando o seu comportamento para diferentes ganhos proporcionais. Observe que, quando o ganho aumenta, a instabilidade também aumenta, da mesma forma que a “sobrelevação”, e, quando o ganho diminui, nunca é alcançado o valor de referência. Percebemos que para este caso existe um dilema em aumentar ou diminuir demais o ganho proporcional.

Em certos sistemas que não apresentam características oscilatórias, a não ser para ganhos muito altos, encontramos controles do tipo proporcional simples, com ganho elevado, para compensar o efeito do erro proporcional. A vantagem destes sistemas é que o projeto se torna muito simples e não requer grandes ajustes e calibrações no momento de colocá-lo em funcionamento. Em oposição, há sistemas que não podem ser controlados por efeito proporcional, exceto se o ganho for muito baixo, o que determina grande margem de erro e tempo elevado para que o valor alcance a referência.

Para tornar o nosso estudo ainda mais completo, anexamos na primeira

parte desta série (NE 107) um programa em BASIC (Programa 1), que pode ser facilmente transportado para qualquer tipo de computador, sem grandes alterações, e que pode simular o canhão para o controle proporcional. Todas as suas linhas estão comentadas e o nome das variáveis é idêntico aos utilizados para explicar as equações do nosso sistema. A partir da posição de referência, e, também, do ganho proporcional, ele pode gerar os valores da posição que o canhão vai ocupar em cada instante de tempo.

Para que os resultados possam ser compactados, além de deixar mais claras as conclusões, traçamos gráficos correspondentes aos pontos fornecidos pelo programa.

A figura 3a apresenta o nosso sistema com um ganho proporcional 10. Observe que o canhão demora muito tempo para alcançar o valor da referência. Elevamos o ganho para 100 e o sistema começa a se tornar instável, embora apresente maior velocidade para responder ao comando que no caso anterior. Note que, para este caso, o erro proporcional já é muito menor em comparação com o caso anterior. Para verificarmos as oscilações, delineamos um outro exemplo com ganho mais alto, ou seja: $K_p = 500$. Neste caso, a oscilação foi completa e o sistema nunca mais voltará ao equilíbrio. Uma oscilação desta natureza é geralmente muito dispendiosa em se tratando de sistemas industriais e, às vezes, chega a ameaçar a máquina com danos irreparáveis. Para tornar isto mais visível, imagine uma máquina de jornal, onde a tração deve ser constante, pois, em caso de oscilação, ela rasgará o papel, parando toda a produção.

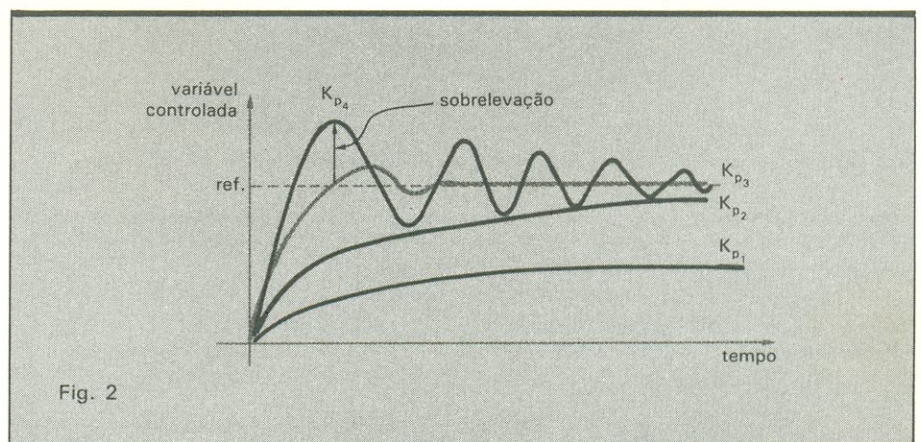


Fig. 2

Representação da variável controlada para diferentes ganhos proporcionais.

Na prática, sempre deparamos com sistemas estabilizados, onde o ganho proporcional atua para diminuir os erros e tornar o sistema linear em relação à entrada de controle. Casos como estes aparecem em controles de temperatura simples, controles de velocidade e até mesmo em controles de conjugado. Observe pelas figuras 3a, 3b e 3c que, à medida que aumenta o ganho proporcional, diminui o erro de posição, ampliando-se a condição de instabilidade do sistema.

Há um outro problema que, embora não apareça nas figuras, é comum em sistemas com controle do tipo proporcional. Ele pode ser facilmente entendido, observando-se o exemplo a seguir: imagine uma situação em que o nosso canhão tenha que acompanhar um objeto em movimento para tentar alvejá-lo. Os sistemas dotados simplesmente de controle proporcional não possuem esta característica, uma vez que jamais atingem exatamente um alvo, mesmo em condição de estabilidade. A forma de eliminar estes problemas consiste no uso das outras parcelas do PID, que estabilizam o sistema, tornando-o rápido e preciso.

Convém lembrar que estas formas de estabilização são muito ligadas à estrutura do sistema e, normalmente, podem aparecer como, por exemplo, segundas derivadas, erro de derivadas etc. Estes casos são particulares e, geralmente, aparecem para realçar efeitos da estabilização das parcelas PID.

Ganho integrativo — O segundo termo que aparece no PID é o ganho integrativo. Este termo vem da operação matemática de cálculo, denominada integral. Esta nada mais é que uma série de acumulações do valor de uma determinada função entre dois limites prefixados. Assim, imagine uma determinada função que apresenta valores 2, 3, 5, 2, -7 para instantes de tempo sucessivos. Neste caso, a integral desta função corresponde à soma dos seus próprios valores a cada intervalo de tempo. Portanto, a integral equivaleria a: 0, 2, 5, 10, 12, 5 para cada instante de tempo correspondente aos instantes da função. Neste caso, ela é discreta (fig. 4), mas, se fosse contínua, a somatória seria instantânea, levando em conta a variável tempo.

O controle integrativo é encarado da mesma forma que o proporcional, porém, em seu caso, a proporcionalidade é a integral do erro ou desvio entre a variável controlada e a de referência. Este tipo de parcela de controle é muito eficiente na estabilização e, também, na eliminação do erro de posição

Exemplos do canhão com controle proporcional.

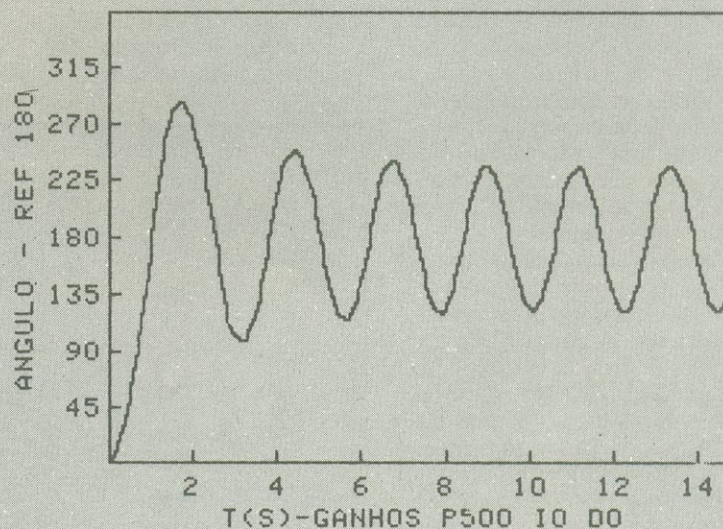
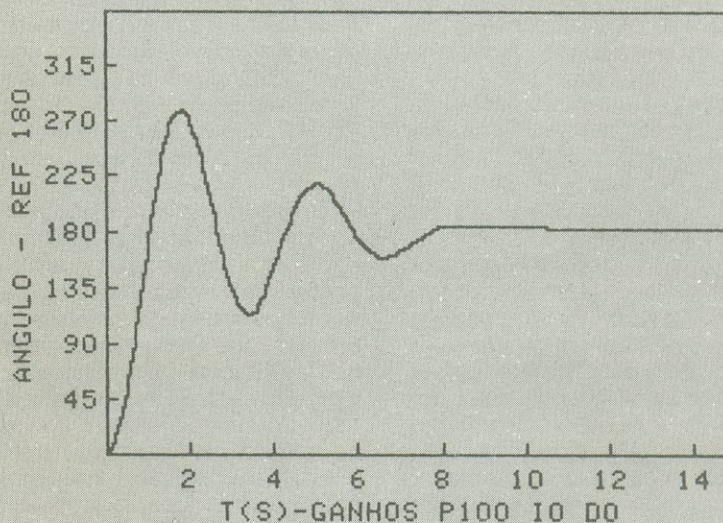
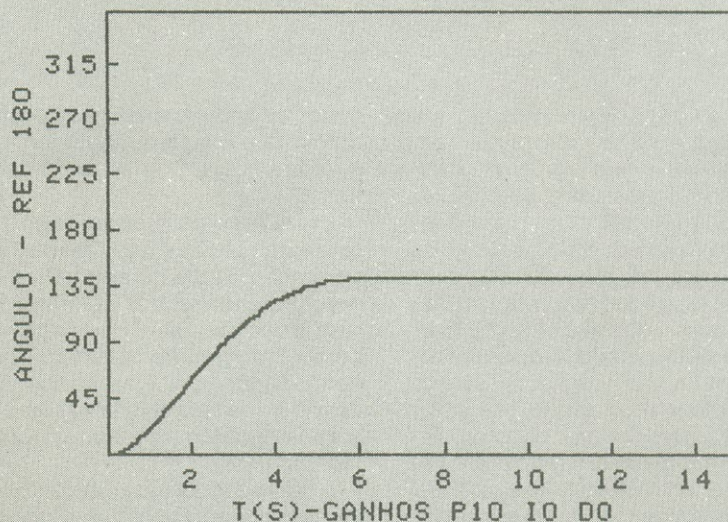


Fig. 3

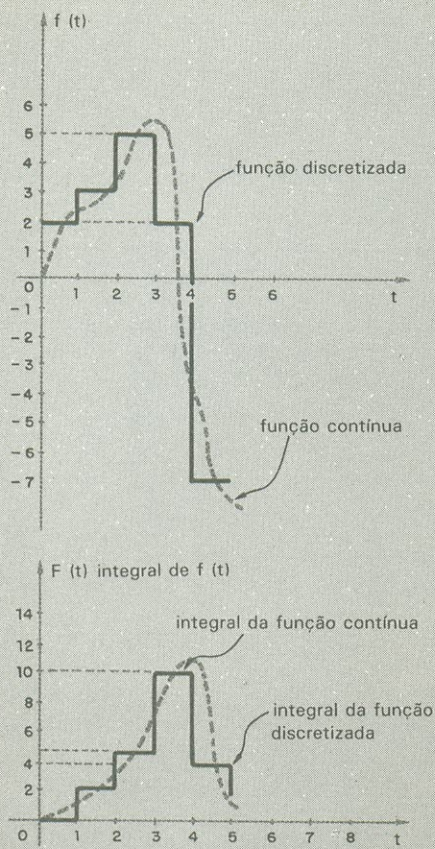


Fig. 4

Exemplo de integral de uma função qualquer.

que havia no caso de controle puramente proporcional.

O controle integrativo, devido à condição de acumulação de todos os erros anteriores, exerce um papel de filtro, pois evita alterações quando a variável controlada está próxima do seu valor de referência. Quando o erro é pequeno, o controle proporcional com ganho muito alto tenta corrigir pequenas discrepâncias em relação à referência, porém este efeito causa oscilações, como já vimos nas figuras 3a, 3b e 3c. No caso do controle integrativo ser adicionado à variável controladora, há o surgimento de pequenas contribuições causadas pela acumulação destes pequenos erros. Estas tornam-se importantes, face aos pequenos sinais provocados pelo controle proporcional, e tendem a reduzir o erro gradativamente, até que sua integral chegue a um valor nulo. Talvez seja esta a contribuição mais importante do controle integrativo, pois, quando a integral do erro for muito pequena, o erro de posição será igualmente muito pequeno.

Outra característica importante desse controle é que o erro causado pelo movimento da referência é também bastante amortecido, embora não eliminado por completo. As figuras 5a e 5b mostram os gráficos obtidos atra-

vés do Programa 2, que acompanha o artigo da NE 107. Nelas, os gráficos incluem um ganho integrativo para o controle simplesmente proporcional.

É interessante que o leitor reveja o Programa 1 e o compare com o Programa 2, observando a existência de poucas diferenças entre eles, uma vez que realizamos a operação de integração e somamos esta parcela de controle à tensão de alimentação do motor. Observe os resultados e verifique que isso não mais acontece para um ganho proporcional 10, onde anteriormente não conseguíamos alcançar o valor de referência em tempo hábil, com controle integrativo de ganho 1.

Para os casos de ganhos proporcional 100 e integrativo 10, o sistema revela uma maior tendência para a instabilidade, pois o controle integrativo começa a realçar os erros, tornando o sistema cada vez mais oscilatório. Mesmo assim, quando o ponto de equilíbrio é alcançado, ficam excluídos os erros de posição, o que já melhora as características do sistema.

A característica de elevação das instabilidades sempre existe nos sistemas que contêm parcelas diferentes da proporcional. Na realidade, tanto o controle integrativo como o derivativo, que vamos estudar adiante, têm funciona-

instek CADA VEZ MAIS A SEU LADO

GERADOR DE BARRAS

IT. 9000/3-A



- 3 sistemas: PAL M - NTSC e N LINHA.
- Com áudio.
- 13 padrões de testes.
- R.F. Sinton. nos canais 2 e 3.
- Varredura: Vermelho, Azul, Verde e Branco.

ANALISADOR/REATIVADOR DE CINESCÓPIO

IT. 1430



- Escala minuciosamente elaborada, permitindo leitura rápida e precisa dos testes efetuados, para avaliação e rejuvenescimento do Cinescópio.
- Três processos de rejuvenescimento.

FONTES ESTABILIZADORAS

IT.3015, 3030 e 3050



- Três modelos: de 0 a 30 Volts de tensão e corrente de 1,5 A, 3 A e 5 A respectivamente.
- 4 níveis de tensão programáveis.
 - Protegidas contra curtos.
 - Regulação de linha: 0.01%.
 - Regulação de carga 0,1%
 - Ripple: 0.005 Volts

LANÇAMENTO: FONTE SIMÉTRICA IT. 3060S: 30 Volts, 6 Amperes com Indicadores digitais.

GERADOR DE FUNÇÕES

IT.100K



- Formas de Ondas: SENOIAL, TRIANGULAR e QUADRADA.
- Freqüência: 1 Hz a 100.000 Hz em 5 faixas.
 - Baixa distorção.
 - Ajuste do nível DC de saída entre +4 volts e -4 volts.

OS PRODUTOS INSTEK ENCONTRAM-SE À VENDA NAS PRINCIPAIS LOJAS DO RAMO DO PAÍS.

instek

INSTEK - Instrumentação Eletrônica Ltda.
Rua Félix Guilhem, 40/44 - Lapa
05069 - São Paulo - SP
Telefones: (011) 831-7246 e 831-7435

ELETRÔNICA DIGITAL CIRCUITOS E TECNOLOGIAS
LSI E VLSI
por Sergio Garue

Este livro propõe-se precisamente a introduzir ao estudante e relembrar ao profissional os aspectos fundamentais da eletrônica digital, abordando álgebra booleana, redes sequenciais, características elétricas, circuitos bipolares, circuitos MOS e tecnologias Cr\$ 110.000

*** ROBÓTICA ***

INTELIGÊNCIA ARTIFICIAL EM BASIC — James	Cr\$ 90.000
INDUSTRIAL ROBOTS: COMPUTER INTERFACING AND CONTROL — Snyder	Cr\$ 746.900
MICROPROCESSOR BASED ROBOTICS — Robillard	Cr\$ 372.900
INTELLIGENT MACHINES — AN INTRODUCTORY PERSPECTIVE OF ARTIFICIAL INTELLIGENCE AND ROBOTICS — Gervarter	Cr\$ 746.900
ARTIFICIAL REALITY — Krueger	Cr\$ 240.900
EXPERIMENTS IN ARTIFICIAL INTELLIGENCE FOR SMALL COMPUTERS — Krutch	Cr\$ 220.000
ARTIFICIAL INTELLIGENCE — THE SEARCH FOR THE PERFECT MACHINE — Stevens	Cr\$ 277.000
INTRODUCTION TO ARTIFICIAL INTELLIGENCE — Charniak	Cr\$ 679.000
ADVANCED ROBOT SYSTEMS — Robillard	Cr\$ 350.900
PROGRAMMER'S GUIDE TO LISP — Tracton	Cr\$ 262.900
ROBÓTICA PRACTICA — TECNOLOGIA Y APLICACIONES — Angulo	Cr\$ 240.000
CURSO DE ROBÓTICA — Angulo/Aviles	Cr\$ 337.500
RECENT ADVANCES IN ROBOTICS — Beni/Hackwood	Cr\$ 878.900
INTRODUCTION TO ROBOTICS — A SYSTEMS APPROACH — Rehg	Cr\$ 660.000
ROBOTICS — Masterson/Poa	Cr\$ 660.000
ROBOTICS FOR ENGINEERS — Koren	Cr\$ 878.900
ROBOT TECHNOLOGY — Vol. 1 — MODELLING AND CONTROL — Coiffet	Cr\$ 922.900
ROBOT TECHNOLOGY — Vol. 2 — INTERACTION WITH THE ENVIRONMENT — Coiffet	Cr\$ 922.900
ROBOT TECHNOLOGY — Vol. 4 — ROBOT COMPONENTS AND SYSTEMS — L'Hote	Cr\$ 922.900
ROBOT TECHNOLOGY — Vol. 5 — LOGIC AND PROGRAMMING — Parent	Cr\$ 922.900
ROBOT TECHNOLOGY — Vol. 7 — PERFORMANCE AND COMPUTER — AIDED DESIGN — Liégeois	Cr\$ 922.900
INDUSTRIAL ROBOTS AND ROBOTICS — Kaffrisen/Stephans	Cr\$ 702.900
HANDBOOK OF ADVANCED ROBOTICS — Safford	Cr\$ 363.000
THE COMPLETE HANDBOOK OF ROBOTICS — Safford	Cr\$ 306.900
HOW TO BUILD YOUR OWN SELF — PROGRAMMING ROBOT — Heiserman	Cr\$ 225.500
HOW TO BUILD YOUR OWN WORKING ROBOT PET — DaCosta	Cr\$ 203.500
ROBOT INTELLIGENCE WITH EXPERIMENTS — Heiserman	Cr\$ 240.900
ANDROIDE DESIGN — PRACTICAL APPROACHES FOR ROBOT BUILDERS — Weinstein	Cr\$ 296.000
ROBOTS & ROBOTOLGY — Warring	Cr\$ 181.500
BASIC ROBOTIC CONCEPTS — Holland	Cr\$ 440.000
LISP — A GENTLE INTRODUCTION TO SYMBOLIC COMPUTATION — Touretzky	Cr\$ 227.400
ROBOTICS APPLICATIONS & SOCIAL IMPLICATIONS — Ayres/Miller	Cr\$ 257.400

*** CAD/CAM ***

THE CAD/CAM PRIMER — Bowman	Cr\$ 328.900
CAD/CAM WITH PERSONAL COMPUTERS — Carberry	Cr\$ 328.900
CAD/CAM — PROJETO E FABRICAÇÃO COM O AUXÍLIO DE COMPUTADOR — Besant	Cr\$ 106.000
ANALYSIS OF CAD/CAM APPLICATIONS WITH AN INTRODUCTION TO CIM — Stover	Cr\$ 704.000
CAD/CAM — COMPUTER — AIDED DESIGN AND MANUFACTURING — Groover	Cr\$ 856.900

PREÇOS SUJEITOS A ALTERAÇÃO

Atendemos pelo Reembolso Postal e VARIG, com despesas por conta do cliente, para pedidos acima de Cr\$ 20.000 (VARIG: Cr\$ 50.000). Pedidos menores devem vir acompanhados por cheque nominal ou Vale Postal, acrescidos de Cr\$ 2.000 para as despesas de despacho pelo correio.

**SOLICITE
CATÁLOGO**

LITEC

LIVRARIA EDITORA TÉCNICA LTDA

Rua dos Timbiras, 257 01208 São Paulo - SP
Telefone: (011) 222-0477 Caixa Postal 30.869

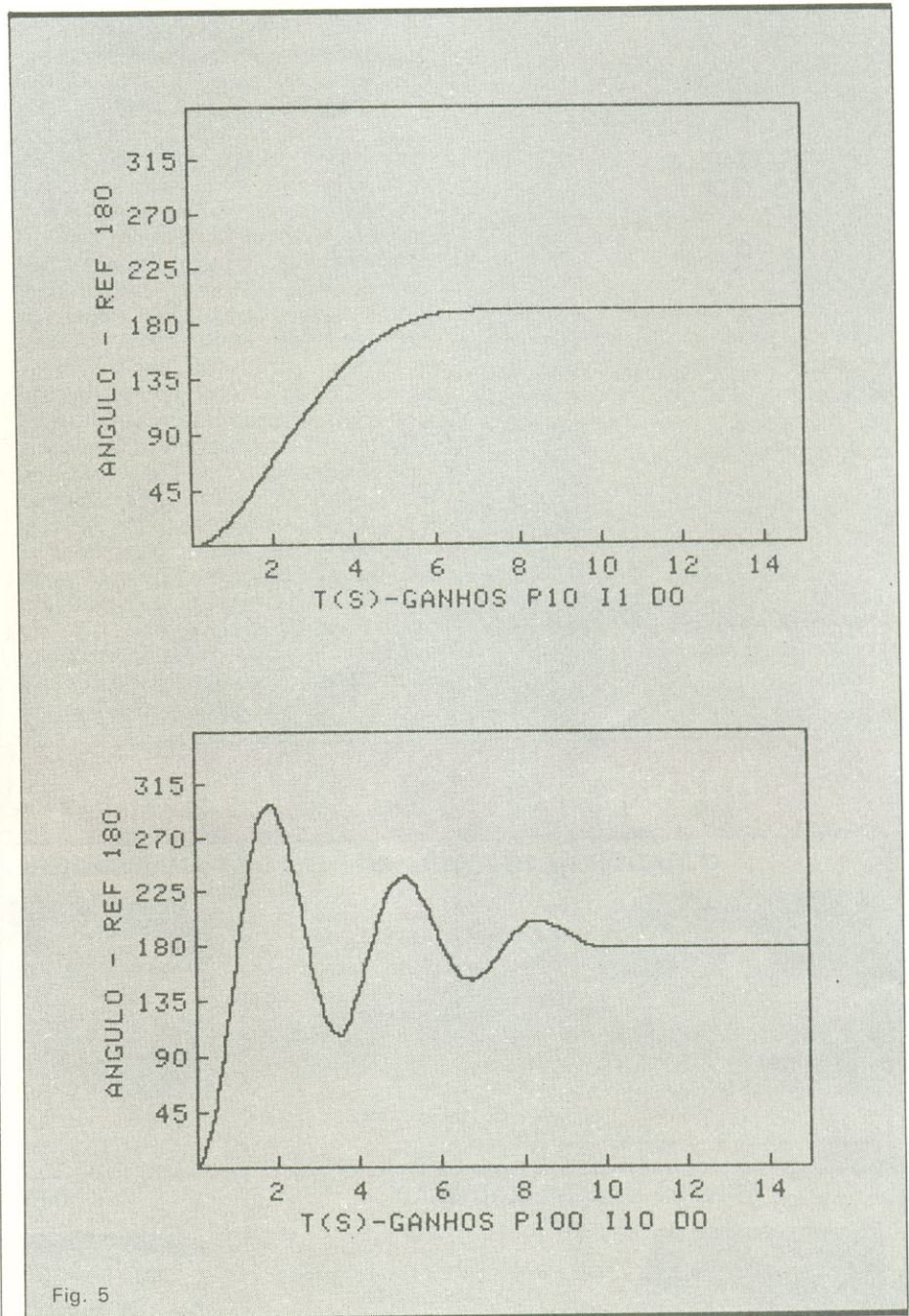


Fig. 5

Exemplo do canhão com controle proporcional e integrativo.

mento restrito em certa faixa de características do sistema. O fato é que neste nosso sistema-exemplo, o controle integrativo interfere de maneira a propiciar os efeitos de instabilidade, mas, quando o valor está próximo da referência, a atuação do controle passa a ser evidenciada em relação às outras parcelas. Assim, o efeito de filtragem que comentamos anteriormente assegura

uma maior estabilidade em torno do valor de referência.

Cada sistema tem um determinado jogo de ganhos no PID e, às vezes, há casos em que a faixa de ajuste de ganhos é muito restrita, de modo que, quando o sistema não está bem ajustado, ele tende a oscilar ou apresentar instabilidade nas transições mais bruscas.

NE

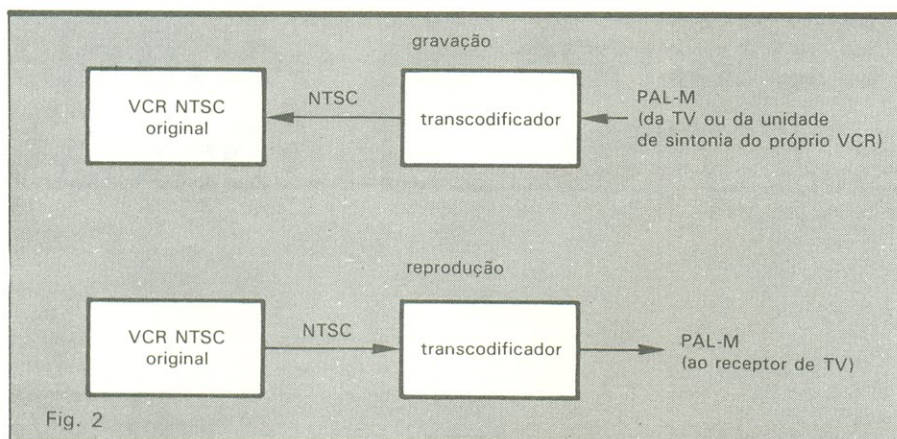


Fig. 2

Com o uso de transcodificador elimina-se a necessidade de adaptação no VCR.

lhora adaptação, a melhor oficina etc. Acredite que o importante é conhecer as limitações que cada opção oferece, e sobretudo verificar se o bolso suporta esse ou aquele investimento.

Além disso, é importante frisar que, uma vez feita uma adaptação, por exemplo ao N-linha, nada impede que

numa futura oportunidade seja realizada a adaptação PAL-M no mesmo aparelho. As limitações impostas pela adaptação PAL-M referem-se ao espaço físico disponível no interior do equipamento, pois neste caso são adicionadas uma ou mais placas de circuito impresso.

NE



Garantia: 1 ano.

OFERTA DE LANÇAMENTO 3 INSTRUMENTOS EM 1 (MULTÍMETRO + CAPACÍMETRO + FREQUÊNCÍMETRO)

MODELO		VACOF 30	VACOF 35
DISPLAY		LED, 3 dígitos	LED, 3,5 dígitos
ESCALAS	Volts	0,1 até 1000	0,2 até 1000
	Amperes	0,1 m até 1	0,2 m até 2
	Capac.	1 nF até 10 uF	2 nF até 20 uF
	Ohms	1 k até 10 M	2 k até 20 M
	Freq.	1 K até 10 M	2 k até 20 M
DIMENSÕES		85x190x185	85x190x185
ALIMENTAÇÃO		110 ou 220 V	110 ou 220 V
PREÇO (CR\$)		4 400 000	5 300 000

CONDIÇÕES DE VENDA

1. Atendemos pelo Reembolso Postal e VARIG, pedidos acompanhados de cheque nominal ou Vale Postal de 10% do valor, com despesas de despacho por nossa conta.
2. Pedidos acompanhados de Cheque Nominal ou Vale Postal pelo valor integral, tem DESCONTO DE 15%.
3. Pedidos após 15/03/86 e até 15/04/86 terão acréscimo de 15%.
4. No pedido, indicar Modelo e tensão.

Pedidos à:

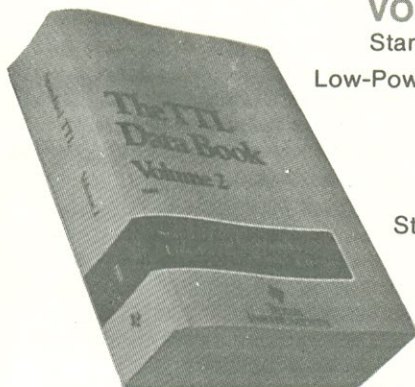
EIDOS IND. E COM. LTDA.
Rua Ribeiro do Vale, 1131
04568 - São Paulo - SP.

ACEITAMOS REVENDEDORES EM TODO O BRASIL

the TTL DATA BOOK TEXAS INSTRUMENTS

VOLUME 2 - 1985

Standard TTL, Schottky,
Low-Power Schottky Circuits



• séries 54/74 -
54/74H - 54L -
Standard TTL Circuits

• séries 54LS/74LS
and 54S/74S -
Schottky-Clamped

OUTROS VOLUMES TTL DATA BOOK - faça sua reserva

Volume 1 - Indexes, Product Guide, General Information
Volume 3 - Advanced Low-Power Schottky, Advanced Schottky
Volume 3 - Supplement (em publicação)
Volume 4 - Bipolar Programmable Logic and Memory
Volume 5 - Bipolar LSI & Special Functions (em publicação)

BRINDE
A Micro-Revolução,
Peter Large para a compra de qualquer
publicação TEXAS INSTRUMENTS.

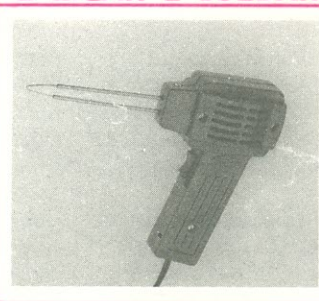


Livraria POLIEDRO Editora Ltda.
Rua Aurora, 704 (Metrô República)
01209 - São Paulo - SP
Telefone: (011) 222-6088

PISTOLA DE SOLDA



É LIGAR E SOLDAR



Chegou a Pistola de Solda Mebrasi. Com ela você pode soldar ou remover componentes eletrônicos em poucos segundos. A Pistola de Solda Mebrasi é prática, leve, de rápido aquecimento e tem dupla voltagem. Ideal para oficinas, serviços externos ou Hobbies. Pistola de Solda Mebrasi: É ligar e soldar.

MEBRASI INDÚSTRIA E COMÉRCIO LTDA.

Rua Ramiro Correia Monteiro, 55 - Jardim D'Abril
Osasco - São Paulo
Tel.: 803-3466

PRODUTOS MEBRASI - NA LIDERANÇA



Trate com carinho seus sinais de áudio

Características

- Atua como pré, misturador e controle de tonalidade
- Totalmente acionado por chaves eletrônicas
- Emprega operacionais de alto desempenho, para áudio
- Exibe baixíssimos níveis de ruído
- Permite mixagem de qualquer canal com o de microfone
- Cinco canais de pré-amplificação, incluindo fono cerâmico e magnético
- Usa fonte simples de 12 a 15V

Com o TRACT, um sistema para tratamento de sinais, isso é fácil. Duas tecnologias avançadas uniram-se para formar esse circuito

Como tudo na eletrônica, os sistemas de amplificação e reprodução em áudio estão em constante evolução. A etapa de pré-amplificação, em particular, merece atenção especial, porque nela se corre o maior risco de incorporar ruído à informação que desejamos tornar audível. Dentro dessa perspectiva, a montagem que começaremos a apresentar, numa série de dois artigos, sugere um passo de avanço para os audiófilos, "hobistas" e técnicos que constroem os seus próprios sistemas. É uma verdadeira Estação de Tratamento de Sinais, ou, para simplificar: TRACT.

Aproveitando as características de um circuito integrado que compreende quatro chaves analógicas, o 4066, foi possível chegar a um pré-amplificador estéreo com seleção digitalizada das fontes de entrada. Esse aperfeiçoamento representa não apenas a modernização do estágio inicial de tratamento do sinal mas, principalmente, uma melhor defesa contra interferências e ruídos, já que o CI é de tecnologia CMOS. Também são amplas as possibilidades do controle de tons, além de a montagem ser fácil e compacta.

A inovação básica deste pré-amplificador digital estéreo está na maneira de selecionar as fontes de sinal disponíveis na entrada. Os circuitos de

pré convencionais normalmente possuem algumas entradas associadas a um controle tonal. O comutador costuma ser uma chave rotativa de algumas seções, cuja função é permitir o ingresso de uma das entradas por vez, ao mesmo tempo em que configura a curva de resposta adequada para a atuação do circuito segundo as características da fonte escolhida.

Esse tipo de pré-amplificador, no caso um mono, está ilustrado na figura 1. Pode-se observar que a comutação do sinal é feita pela seção A de CH1, enquanto que a correção da curva de resposta fica para a seção B da mesma chave. Tal configuração, entretanto, oferece baixa imunidade a ruídos e uma curta vida útil dos contatos, porque a baixa potência dos sinais de en-

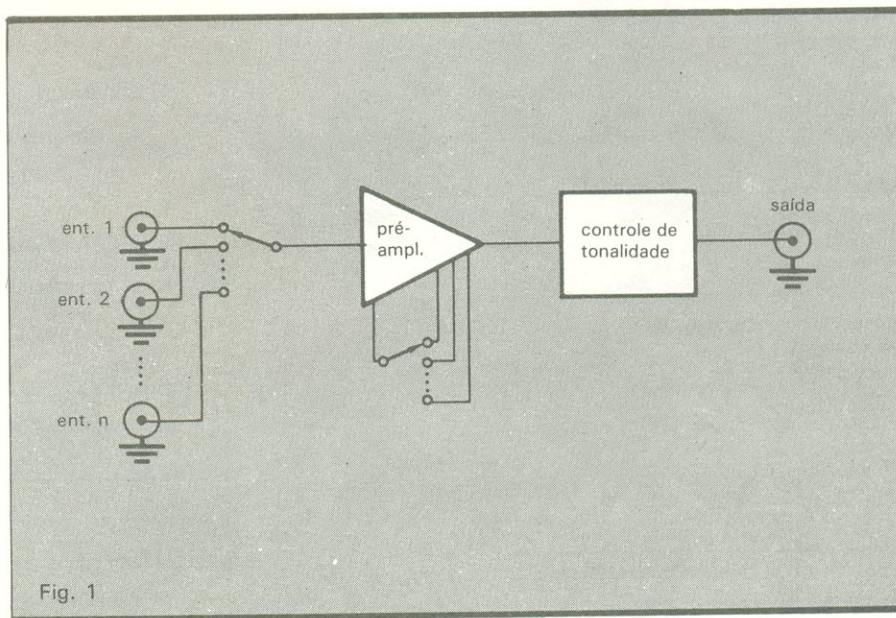


Fig. 1

Valores máximos de operação (tensões referidas a V_{SS})

parâmetro	símbolo	valor	unidade
tensão de alimentação CC	V_{DD}	-0,5 a 18	V_{CC}
tensão de entrada (todas as estradas)	V_{in}	-0,5 a $V_{DD} + 0,5$	V_{CC}
corrente CC drenada por pino	I	25	mA_{CC}

CIRCUITO INTERNO
(1/4 DO CI)

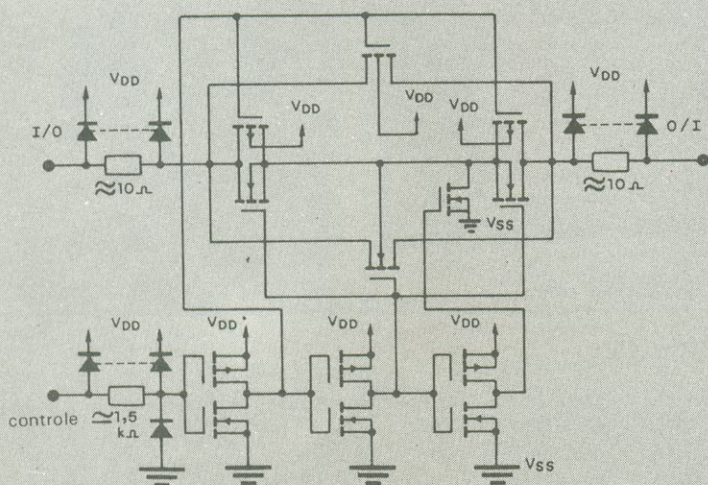


Fig. 2

DIAGRAMA INTERNO DE BLOCOS

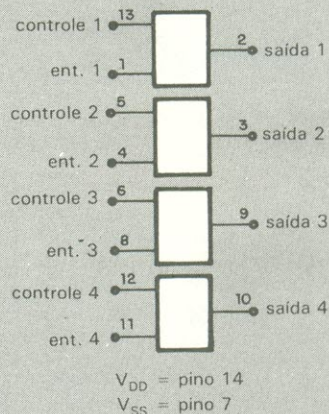
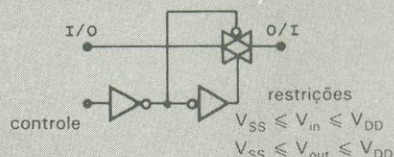


DIAGRAMA LÓGICO E TABELA VERDADE
(1/4 DO CI)



controle	chave
0	desl.
1	lig.

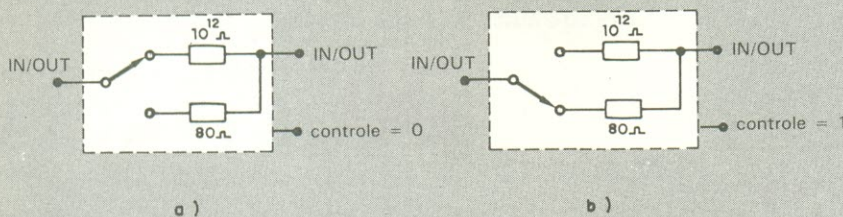


Fig. 3

trada não impede a acumulação natural de poeira e detritos nos contatos.

O nosso TRACT utiliza, para eliminar esses problemas, chaves analógicas controladas digitalmente, aliadas a amplificadores operacionais de alto *slew-rate*. Isso cria condições para um ótimo desempenho na pré-amplifica-

ção e permite a aceitação, como comutador de entrada, tanto de uma chave rotativa (que só serviria para selecionar as portas analógicas por meio de níveis de tensão) como de um seletor de funções por toque.

Além dessas qualidades, o pré possui duas entradas independentes pa-

ra microfones, misturadas com o sinal de entrada selecionado: cápsula magnética, cápsula cerâmica e duas entradas auxiliares. Assim é que poderá ser usado para a brincadeira do momento, o karaokê, fundindo vozes e música do jeito que se quiser.

Neste primeiro artigo, vamos apresentar o circuito do pré-amplificador propriamente dito, deixando para depois o seu controle de tonalidades.

O integrado 4066 — A chave analógica quádrupla CMOS 4066 tem seu circuito interno e características elétricas principais incluídas na figura 2. Como se vê, esse circuito integrado possui quatro chaves bidirecionais, com capacidade para comutar sinais compreendidos dentro de sua faixa de alimentação, que vai de -0,5 a +18 V.

Por analogia, podemos visualizar o funcionamento da chave analógica a partir da figura 3. Impondo-se zero lógico (nível CMOS) ao pino "controle", a chave apresenta alta resistência entre os pinos de I/O (entrada/saída), como representa a figura 3a. Em 3b

seletor microfone

CM A B C D

seletor de canais

CM A B C D

alimentação

CH1

D1

saída

microfone

ent. para cápsula mag.

ent. para cápsula cer.

AUX1

AUX2

CI-1

CI-2

CI-3

CI-4

CI-5

CI-6

CI-7

CI-8

CI-9

CI-10

CI-11

CI-12

CI-13

CI-14

CI-15

CI-16

CI-17

CI-18

CI-19

CI-20

CI-21

CI-22

CI-23

CI-24

CI-25

CI-26

CI-27

CI-28

CI-29

CI-30

CI-31

CI-32

CI-33

CI-34

CI-35

CI-36

Fig. 4

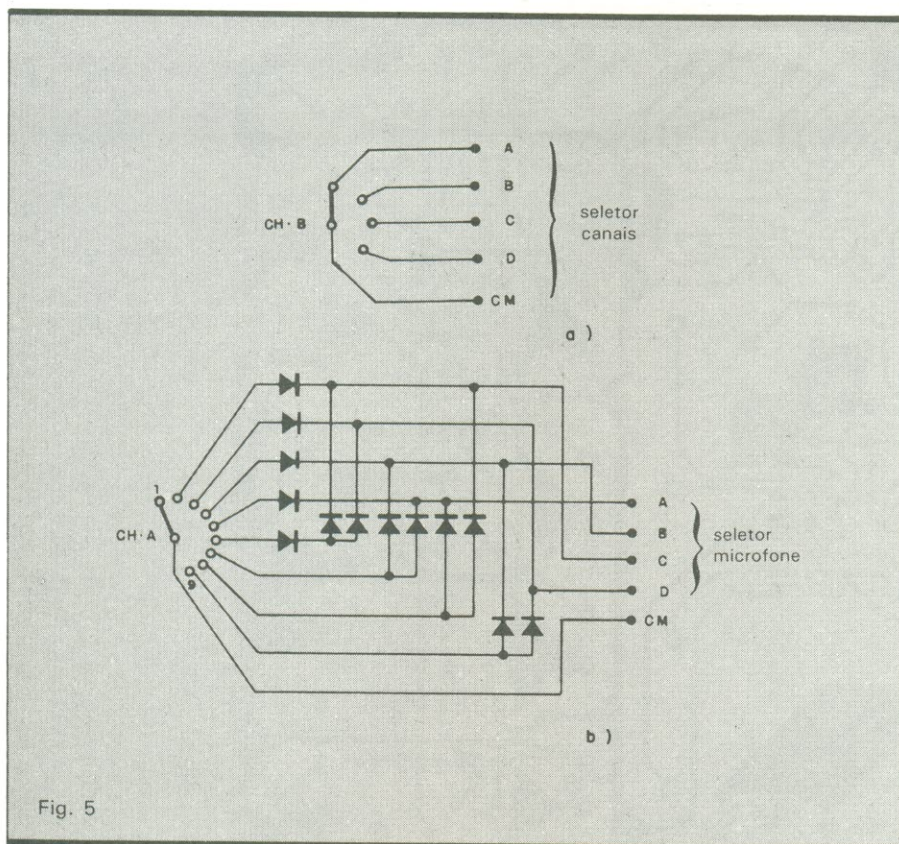


Fig. 5

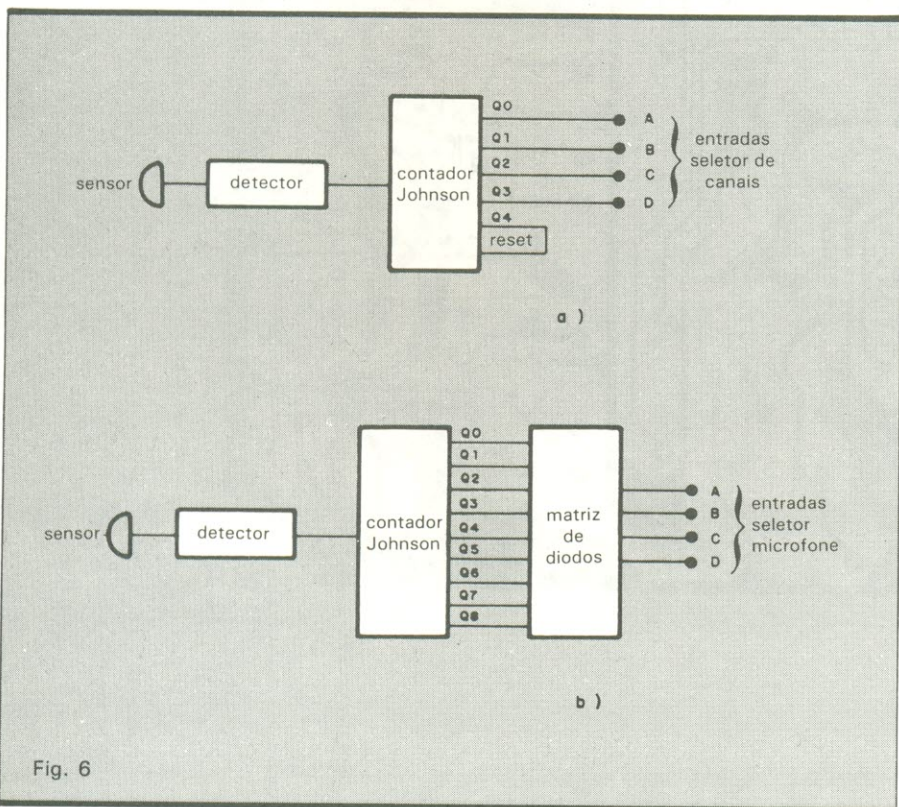


Fig. 6

vemos que, ao ser mudado o nível da entrada de controle ($C = 1$), a chave passa a exibir entre os pontos de I/O baixa resistência ôhmica, permitindo a passagem de corrente. É notável também que essa comutação é feita controlando-se as portas dos transistores MOS internos do integrado. Assim, as comutações são realizadas sem ruído e livres de interferências externas.

O circuito — A figura 4 mostra o circuito completo da etapa pré-amplificadora do TRACT. Como se pode observar, são poucos os componentes discretos empregados, o que facilita bastante a montagem, aumentando, por outro lado, a confiabilidade.

A amplificação inicial fica por conta de CI1 (amplificador operacional duplo de baixo ruído e altíssima estabilidade), para o sinal proveniente da entrada "microfone". Esse integrado já possui realimentação interna, proporcionando um ganho de aproximadamente 100 dB para sinais de até 75 kHz presentes em sua entrada. Ainda a respeito de CI1, temos a acrescentar que em ganho unitário sua banda passante é da ordem de 15 MHz, com alta imunidade a ruído de alimentação e proteção contra eventuais curtos nas saídas.

Depois de amplificado por CI1, o sinal da entrada "microfone" aparece em R1 e R2, que podem ser dois potenciômetros simples ou um potenciômetro duplo, dependendo da necessidade particular. O sinal é, então, aplicado à chave analógica CI2 e aí passa a ficar

Seletor microfone

Tabela 1

entradas	modo de operação								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
A	0	0	0	0	1	0	1	1	0
B	0	0	0	1	0	0	1	0	1
C	0	1	0	0	0	1	0	1	0
D	0	0	1	0	0	1	0	0	1

Seletor de canais

Tabela 2

entradas	funções			
	MAG	CER	AUX1	AUX2
A	1	0	0	0
B	0	1	0	0
C	0	0	1	0
D	0	0	0	1

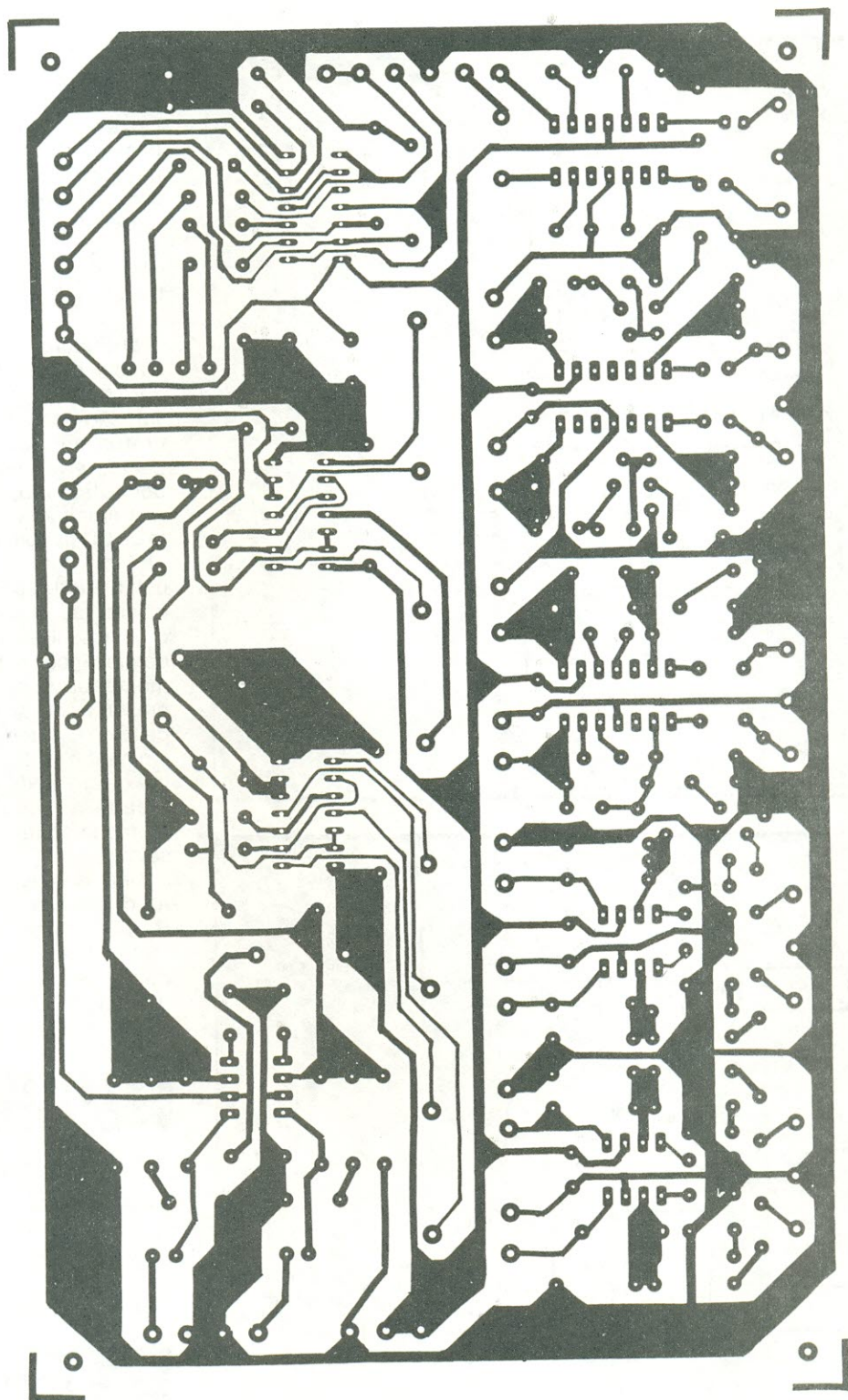


Fig. 7

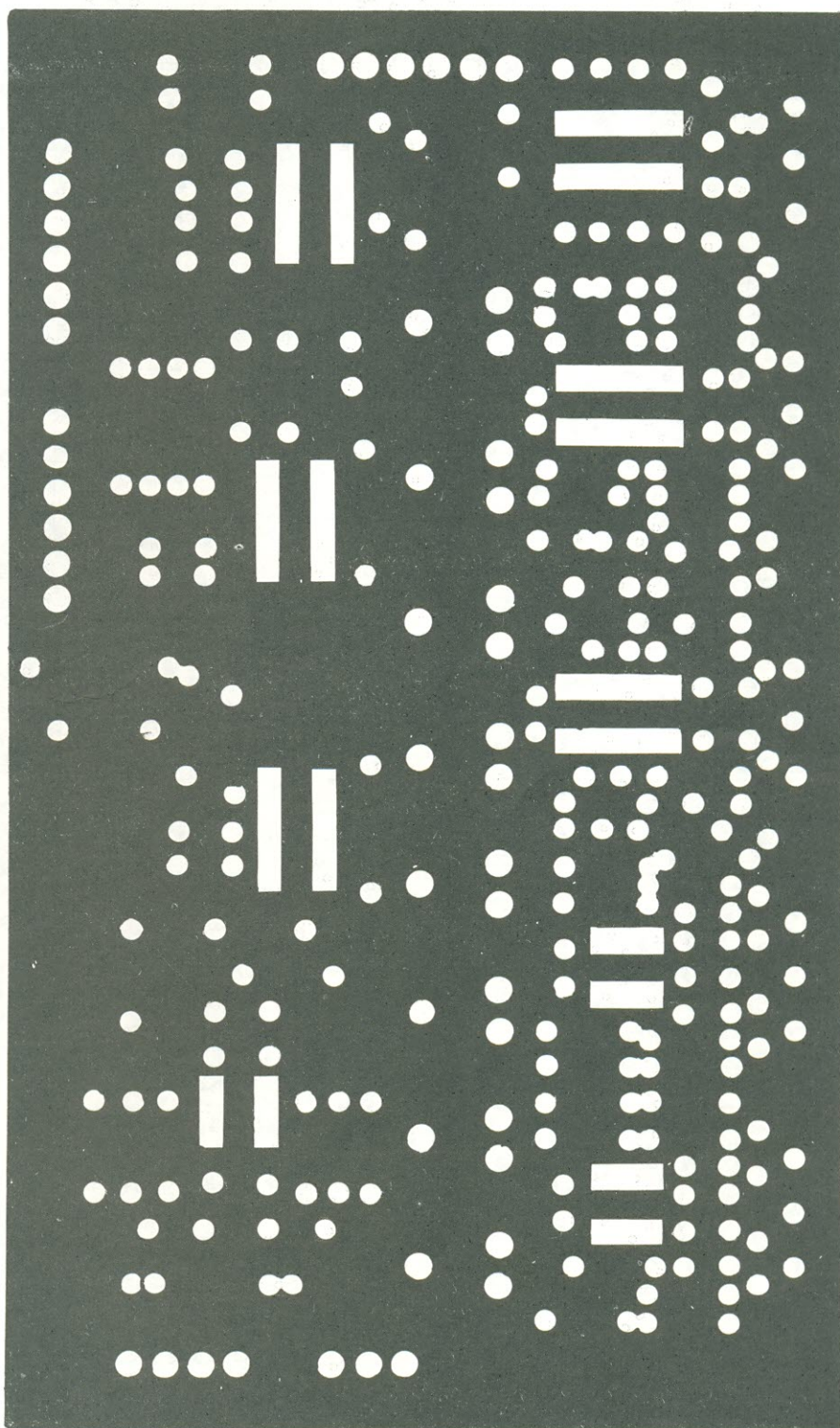


Fig. 8

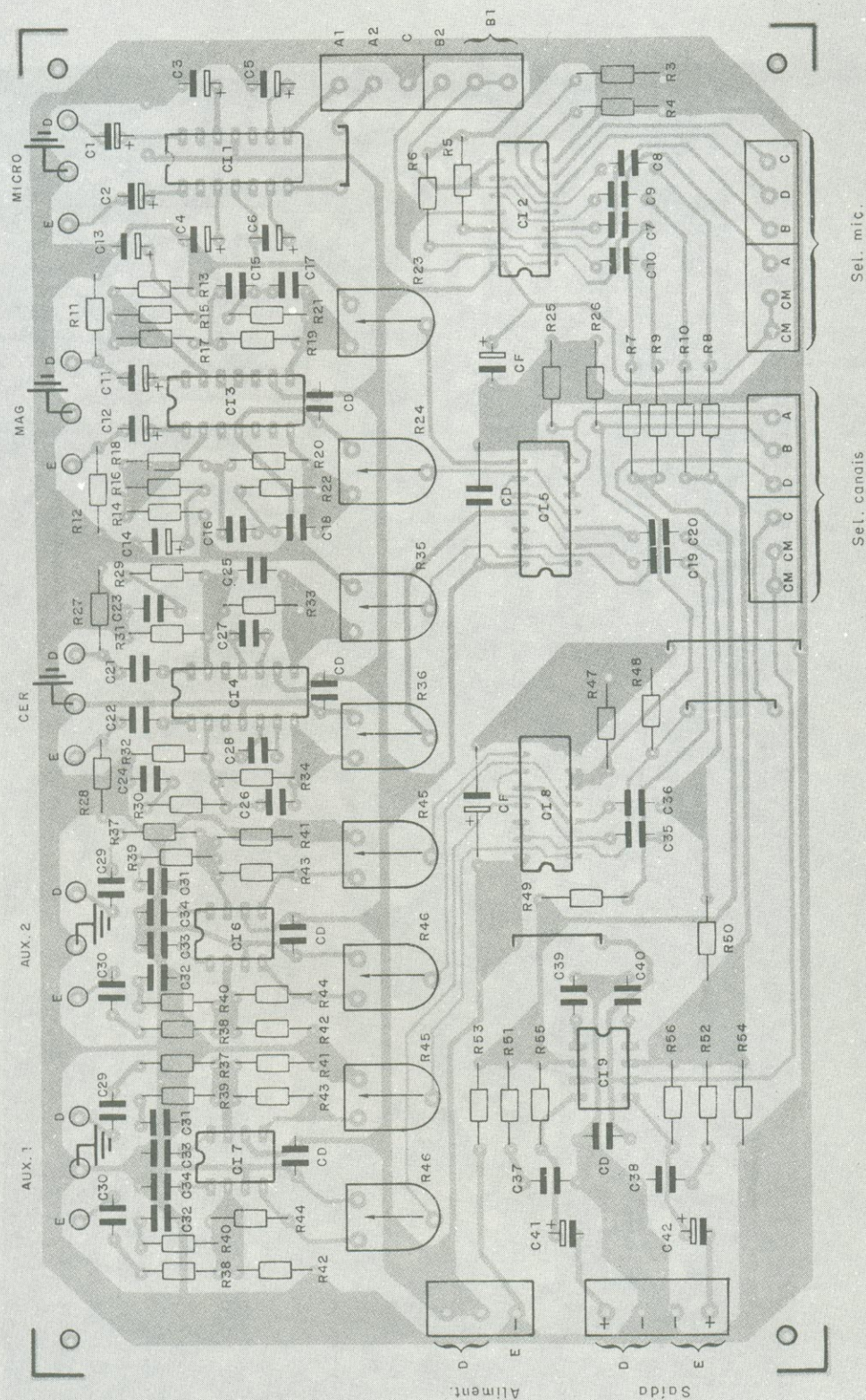


Fig. 9

na dependência da seleção realizada nas saídas "seletor do microfone" para continuar seu percurso e atingir o amplificador somador CI9. Considerando que as entradas (A a D) do seletor encontram-se em zero lógico, como já vimos, a resistência entre os pontos das "chaves" é bastante elevada, de modo que os sinais provenientes de R1

e R2 são bloqueados.

Passando para a análise das entradas de uso geral (MAG, CER, AUX1 e AUX2), temos CI3, CI4, CI6 e CI7, responsáveis pela amplificação dos sinais dessas entradas. A diferença entre os CIs está no elo de realimentação de cada um, que corresponde ao sinal a ser amplificado. Não é necessário que des-

crevamos em detalhes o funcionamento de cada integrado, pois são todos amplificadores operacionais em configurações básicas, já amplamente conhecidas. Contudo, quem quiser mais informações poderá encontrá-las nos *databooks* de circuitos integrados lineares de qualquer fabricante (National, Texas etc.). Para o nosso objetivo, é suficiente saber que são operacionais de baixo nível de ruído e *crosstalk*, com ampla banda passante.

Os sinais vindos das entradas MAG, CER, AUX1 e AUX2 saem, respectivamente, em R23, R24, R35, R36, R45 e R46. É preciso observar, porém, que no esquema da figura 4 não estão representados os componentes da entrada AUX2: por serem idênticos aos da AUX1, dispensam representação, mas, na lista de componentes e na placa de circuito impresso estão identificados com a mesma etiqueta dos seus correlatos da entrada AUX1. Os sinais, a seguir, são aplicados em duas chaves analógicas (CI5 e CI8) do 4066B, selecionadas através das entradas do "seletor de canais". Mais uma vez, lembramos que essas chaves estão abertas,

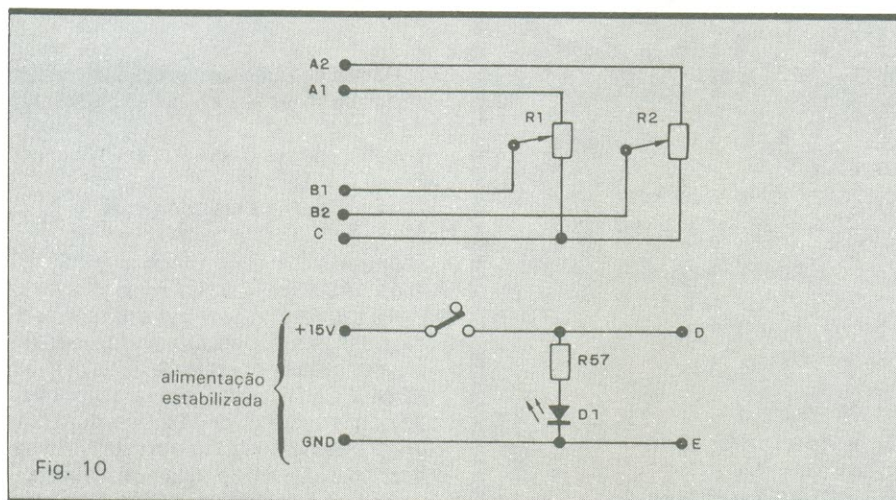
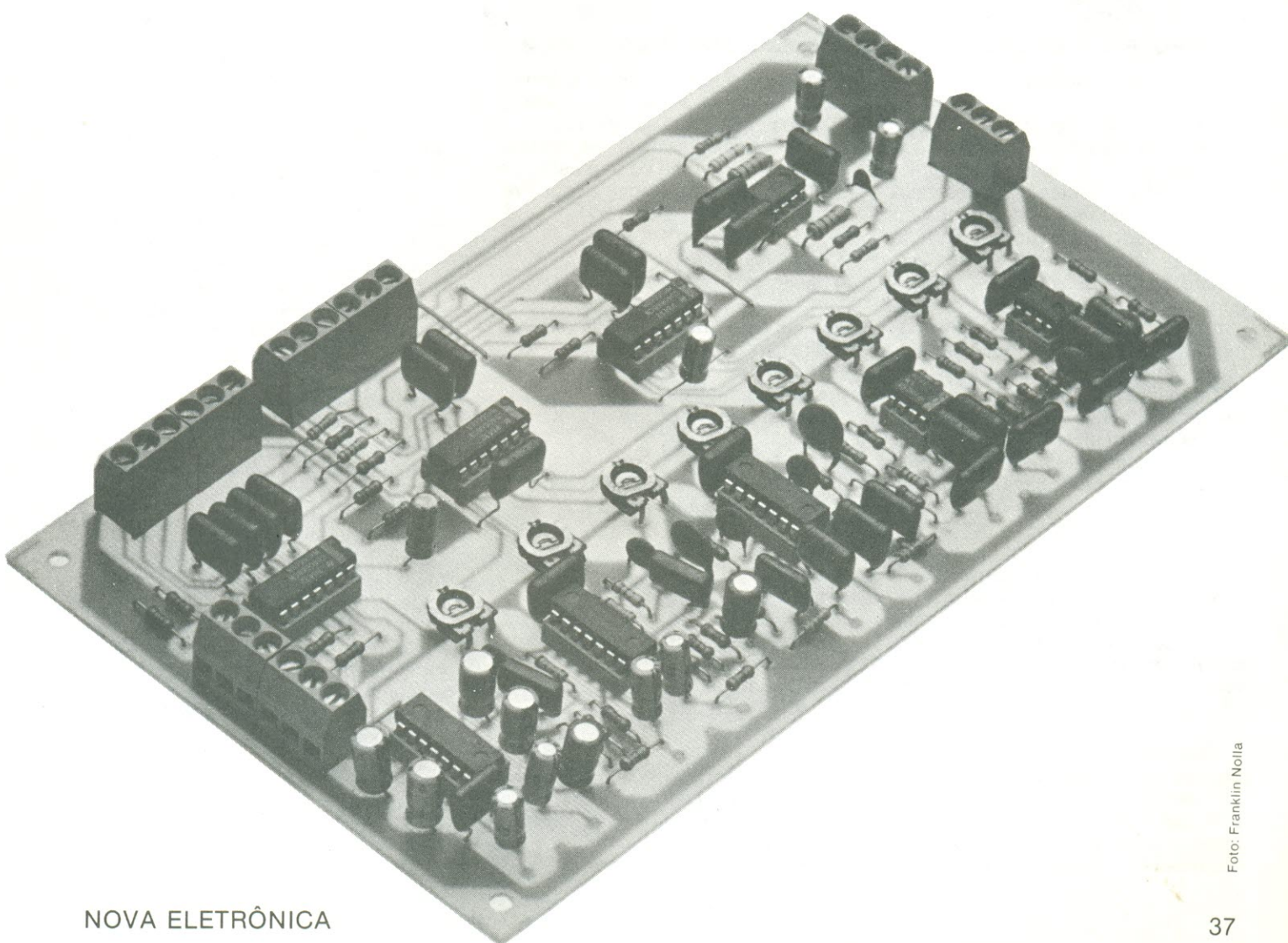


Fig. 10



Relação de componentes

RESISTORES

R1, R2 — potenciômetro duplo logarítmico, sem chave — 100 kΩ
 R3 a R6, R25, R26, R47, R48 — 10 kΩ
 R7 a R10, R37, R44, R49, R50 — 100 kΩ
 R11, R12, R53, R54 — 47 kΩ
 R13, R14, R31, R32 — 56 kΩ
 R15, R16 — 330 Ω
 R17, R18 — 3,3 kΩ
 R19, R20, R33, R34 — 270 kΩ
 R21, R22 — 33 kΩ
 R23, R24, R35, R36, R45, R46 — 100 kΩ (trimpot)
 R27, R28 — 470 kΩ
 R29, R30 — 120 kΩ
 R39, R42 — 22 kΩ
 R51, R52 — 68 kΩ
 R55, R56 — 220 kΩ
 Todos de 1/8 W ± 5%
 R57 — 1 kΩ, 1/4 W

SEMICONDUCTORES

CI1 — LM 382
 CI2, CI5, CI8 — 4066B
 CI3, CI6, CI7, CI9 — LM 387
 D1 — diodo LED

CAPACITORES

C1, C2, C11, C12 — 1 μF/16 V (tântalo)
 C3 a C6 — 22 μF/16 V (eletrolítico)
 C7 a C10, C15, C16, C19 a C22, C29, C30, C33, C34, C35, C36, C39, C40, CD (5 unidades) — 100 nF/250 V (poliéster metalizado)
 C13, C14 — 10 μF/16 V (tântalo)
 C17, C18, C27, C28 — 2,2 nF/250 V (poliéster metalizado)
 C23, C24 — 47 nF/250 V (poliéster metalizado)
 C25, C26 — 47 pF (cerâmico)
 C31, C32 — 390 pF/2 V (poliéster metalizado)
 C37, C38 — 100 pF (cerâmico)
 C41, C42 — 1 μF/16 V (tântalo)
 CF — 10 μF/35 V (eletrolítico, 2 unidades)

DIVERSOS

CH1 — interruptor, 1 pólo × 2 posições
 caixa metálica, knobs etc.
 CHA — chave 1 pólo × 5 posições ou mais (até 9 posições)
 CHB — chave 1 pólo × 4 posições

6) mono canal direito → C = D = 1,
 A = B = 0

7) mono canal esquerdo → A = B = 1,
 C = D = 0

8) estéreo normal → A = C = 1,
 B = D = 0

9) estéreo inverso → B = D = 1,
 A = C = 0

Para a seleção das entradas gerais, poderemos ter nas entradas do seletor de canais:

1) ent. cápsula magnética → A = 1,
 B = C = D = 0

2) ent. cápsula cerâmica → B = 1,
 A = C = D = 0

3) ent. AUX1 → D = 1, A = B = C = 0

4) ent. AUX2 → C = 1, A = B = D = 0

As tabelas 1 e 2 mostram um resumo dessas funções, que podem ser implementadas por meio de duas chaves (CHA e CHB), como indica a figura 5, ou com um detector de toque, cujo diagrama de blocos está apresentado na figura 6. Nota-se, na figura 6b, a presença de um contador em deslocamento (pode ser utilizado o CI 4017B) em conjunto com a matriz de diodos da figura 5b. Uma sugestão para o montador é utilizar o sensor por toque apresentado para o Digitotal, publicado nas NE n.ºs 97 e 98 (março/abril/85).

Montagem — A montagem do pré-amplificador não deverá apresentar grandes dificuldades. Para ele foi desenvolvido o *layout* da figura 7 (face de solda), que acomoda todo o circuito, com exceção das chaves seletoras de função, de CH1 e do LED D1.

A orientação para a montagem poderá ser feita pela figura 9, que ilustra a face dos componentes da placa. E para assegurar por maior tempo a integridade dos filetes condutores, foi elaborada uma "máscara verde" para a placa, a qual está desenhada na figura 8.

Por fim, a figura 10 contém o diagrama de conexões dos componentes externos à placa.

Quanto à alimentação, por utilizar circuitos CMOS, o TRACT requer uma fonte de 15 volts máximos. A capacidade de corrente exigida, com essa faixa de tensão, é da ordem de 400 mA.

Na segunda parte do nosso artigo, mostraremos como fazer a montagem do controle de tonalidade do pré e sugerimos um circuito para a fonte de alimentação do sistema.

impossibilitando que os sinais atinjam o somador CI9.

Por fim, chegamos ao próprio CI9, que é um somador analógico com excelentes características de operação, como os demais integrados deste circuito. Para cada canal de entrada do somador podemos ter dois sinais aplicados, um proveniente da entrada MIC e outro vindo de qualquer das entradas gerais (MAG, CER, AUX1 e AUX2). Assim, como se pode notar, este pré conjuga uma entrada de microfone misturada com as demais.

Também se pode observar que os trimpots R23, R24, R35, R36, R45 e R46 estabelecem o nível do sinal de saída independentemente para cada canal, possibilitando que qualquer controle de tonalidade ou etapa de potência possam ser utilizados.

É importante dizer, ainda, que a sensibilidade do pré na entrada MAG é de 1 mV e na entrada CER é de 30 mV, para obtenção de 100 mV de saída. A sensibilidade das entradas auxiliares é adequada para a conexão com sintonizadores de FM e também permite uma saída de pelo menos 100 mV.

Seleção digital — Já familiarizados com o esquema da figura 4, podemos estabelecer o critério de seleção das entradas "seletor microfone" e "seletor de canais", e sugerir algumas possibilidades de controle dessas

entradas. O seletor de canais deverá ter somente uma de suas entradas em nível alto por vez, para selecionar distintamente cada uma das fontes de sinal. O seletor microfone poderá estar em qualquer dos estados que a seguir relacionamos:

1) desligado → A = B = C = D = 0

2) canal de entrada direito conectado ao canal de saída direito, canal de entrada esquerdo desligado → A = B = D = 0,
 C = 1T

3) canal de entrada direito conectado ao canal de saída esquerdo; canal de entrada esquerdo desligado → A = B = C = 0,
 D = 1

4) canal de entrada esquerdo ligado à saída direita (entrada direita desligada) → A = C = D = 0,
 B = 1

5) canal de entrada esquerdo ligado à saída esquerda (entrada direita desligada) → B = C = D = 0,
 A = 1

Bibliografia

Elettronica 2000, n.ºs 55 e 56.

NE



PLURITEST, o testador de CIs

*É o aparelho ideal para a checagem de
CIs digitais e para a análise de circuitos,
permitindo o uso de cartelas representando
a estrutura interna dos componentes*

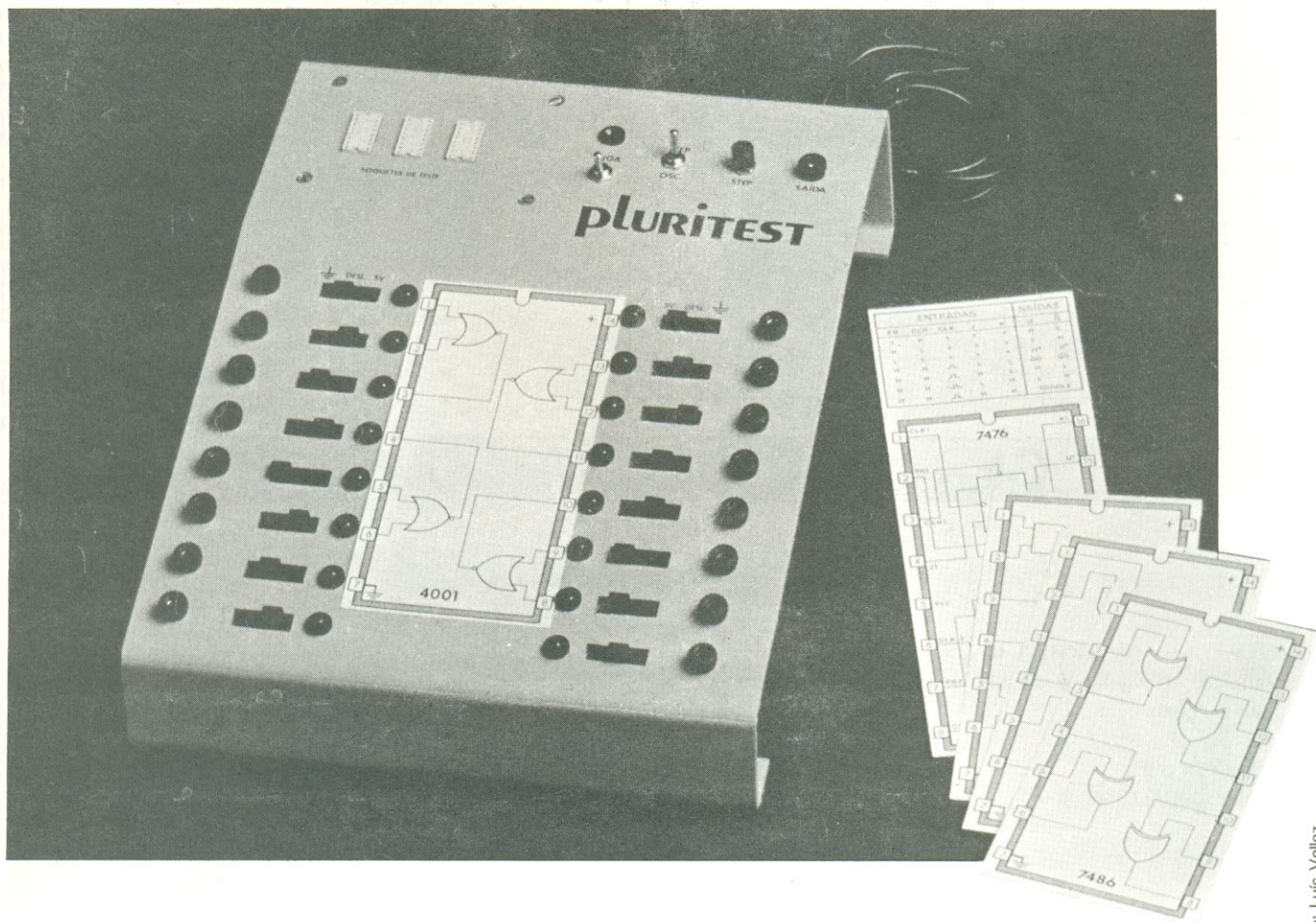


Foto: Luis Vellez

O PLURITEST serve basicamente para testes de integrados de até 16 pinos, sendo aplicável à maior parte das famílias lógicas (TTL, MOS etc.). Utilizando um circuito astável e monoestável, é ainda capaz de analisar circuitos biestáveis e funciona com *clip* lógico para testar o integrado nos circuitos. Trata-se, portanto, de um aparelho simples, embora extremamente útil para uso em bancada, seja como simples testador de CIs, seja para testes em circuitos.

Utilização — Em seu painel há um LED, uma chave e um borne para cada pino do integrado. A chave é de três posições, sendo duas definidoras de níveis lógicos (0 V e 5 V) e uma desligada, para que o usuário tenha acesso ao pino, no emprego dos multivibradores ou, então, para uso externo. Os bornes, por sua vez, destinam-se à colocação dos sinais e à interligação entre pinos, para perfazer determinada função lógica. Já os LEDs indicam o nível lógico presente de cada pino, independentemente da posição da chave ou do fato de o pino corresponder à entrada ou à saída. É importante observar que as chaves são também usadas para a alimentação do integrado.

O circuito ainda prevê uma saída, que pode ser um oscilador ou monoestável. Os modos são selecionados por uma chave H-H. No primeiro deles, o circuito fornece uma onda quadrada em uma frequência de 3 Hz (escolhida para permitir uma certa visualização), enquanto no outro temos um pulso simples acionado quando for apertada a chave *step*.

Uma consideração importante refere-se ao caso dos CIs com saídas em coletor aberto, que implicam o uso de soquete auxiliar e uma malha resistiva como veremos a seguir neste artigo. Outro aspecto interessante em nosso projeto: o uso de cartelas com a devida pinagem do CI a ser testado.

Funcionamento — Como podemos notar, é grande a simplicidade do PLURITEST, cujo módulo básico pode ser visto na figura 1. Primeiramente, temos um circuito clássico de fonte de alimentação, usando o regulador para 5 V, 7805, com capacitores de filtro e indicação de "ligado", através de um LED (D2). A seguir, deparamos com o circuito de teste em si, que nada mais é do que um simples transistor que funciona como chave, ligando e desligando

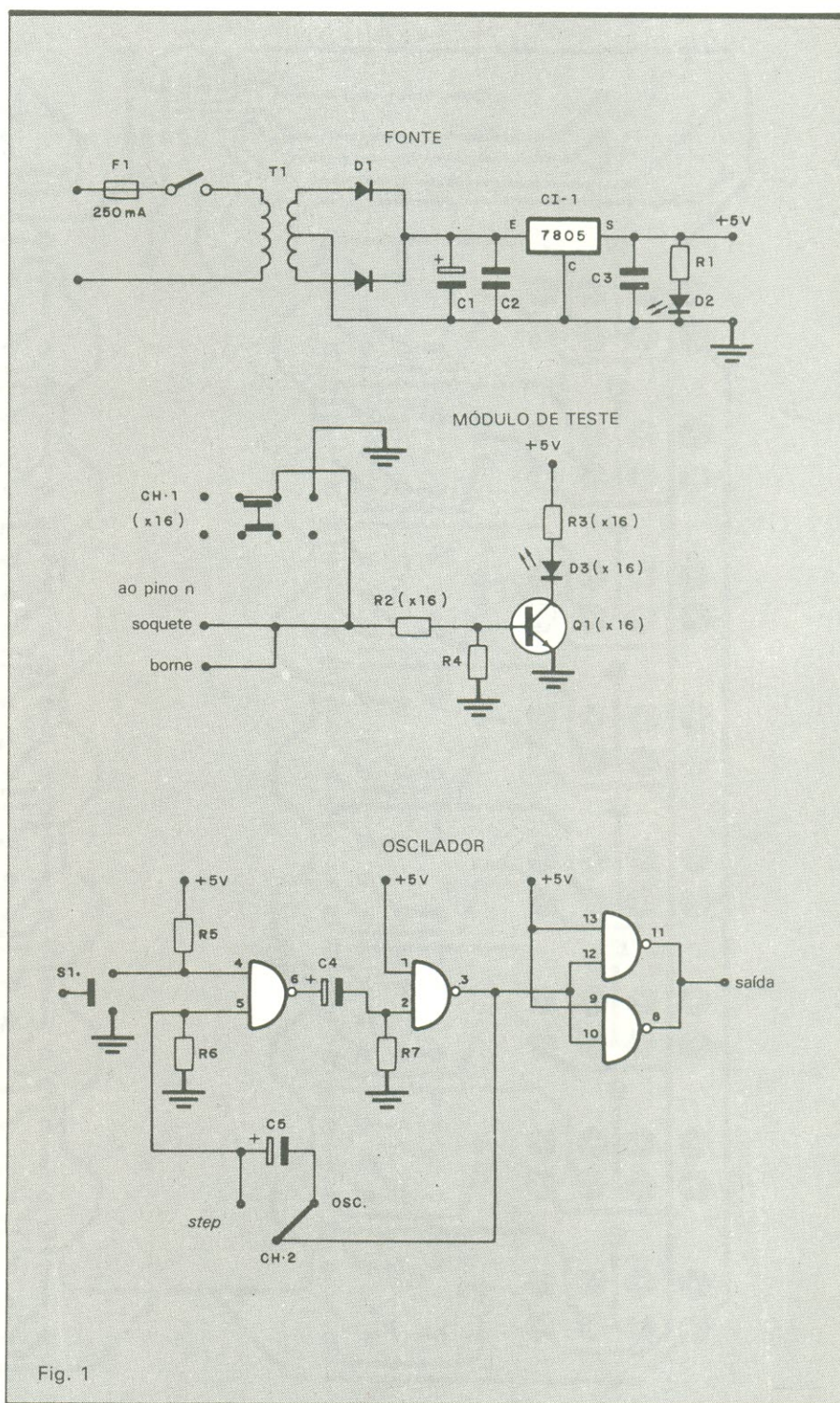


Fig. 1

o LED, na dependência do nível lógico presente no pino do soquete.

Temos, por último, o circuito multivibrador, construído empregando-se apenas um integrado (7400). No modo *step*, as entradas da porta A estão ini-

cialmente em 1. Ao pressionarmos a chave S, colocamos a saída momentaneamente em 1. Como o capacitor C4 está descarregado, este pulso é transferido à entrada da porta B, fazendo com que esta gere um pulso de saída

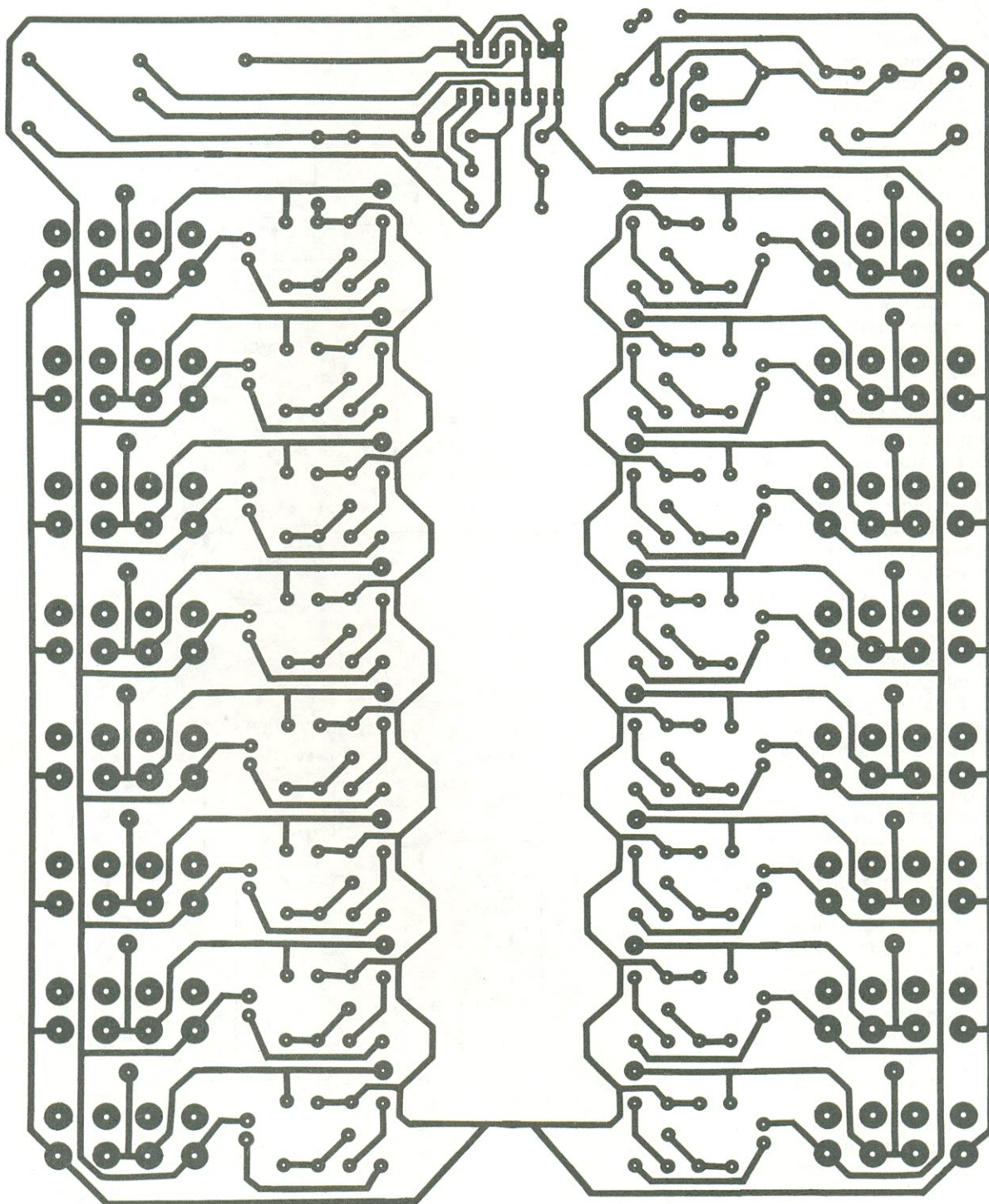


Fig. 2a

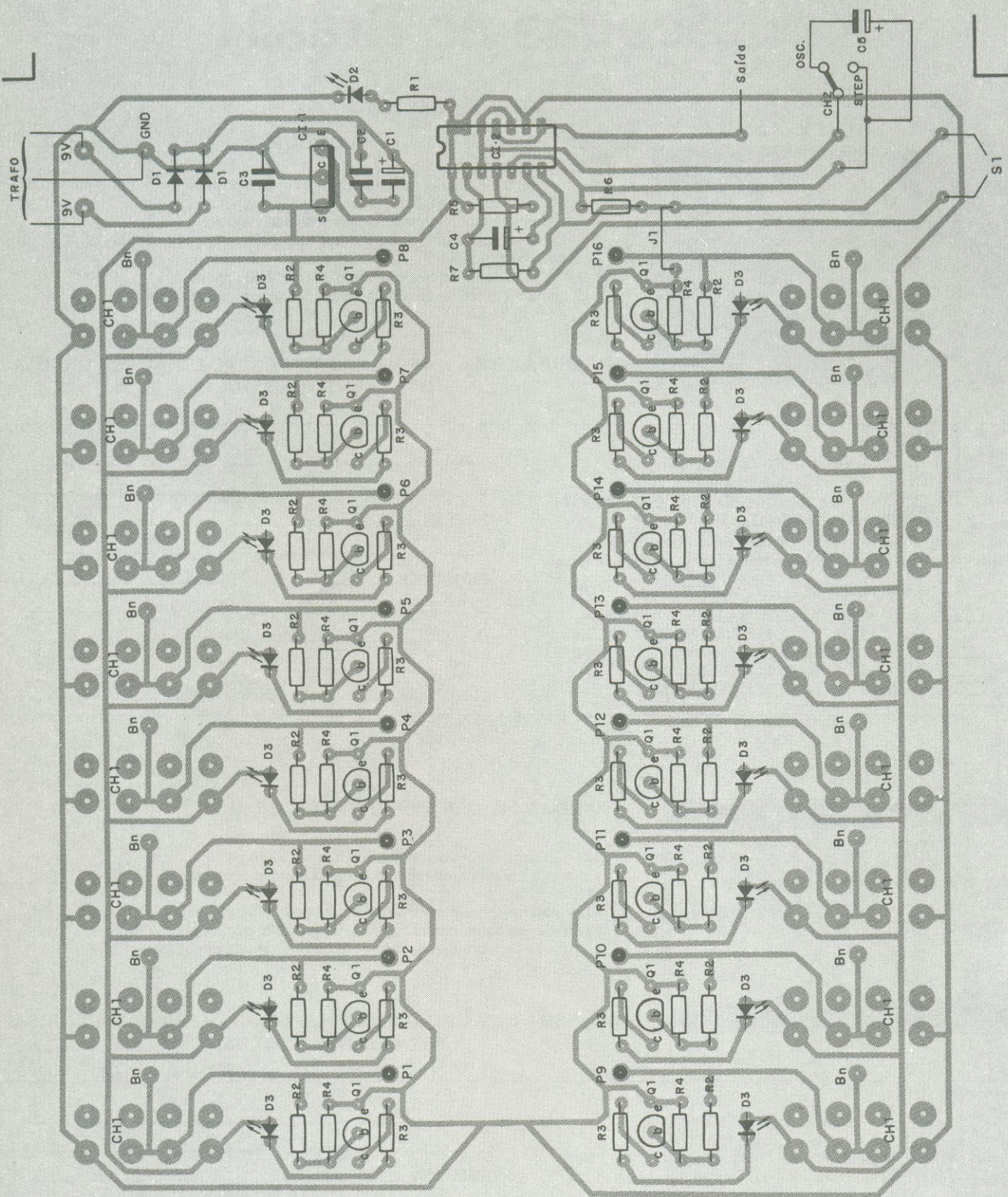
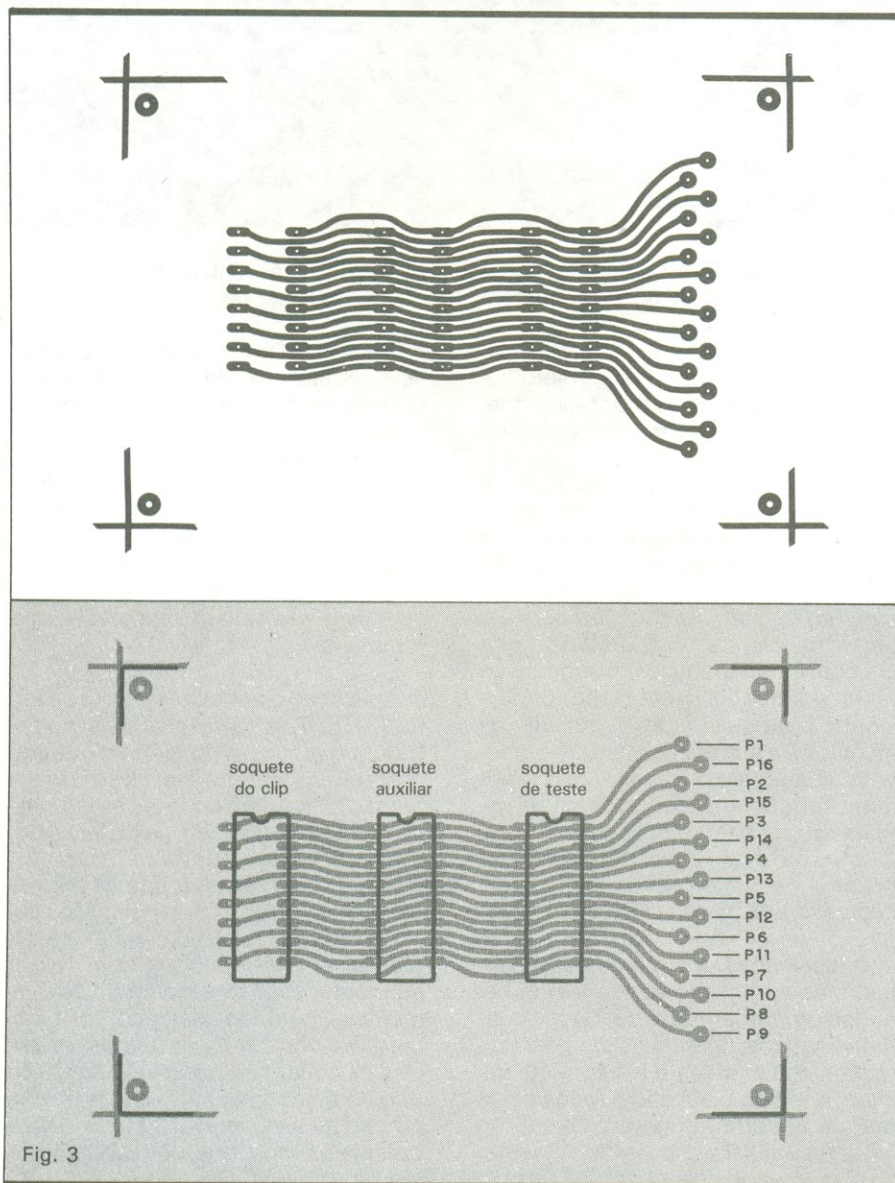
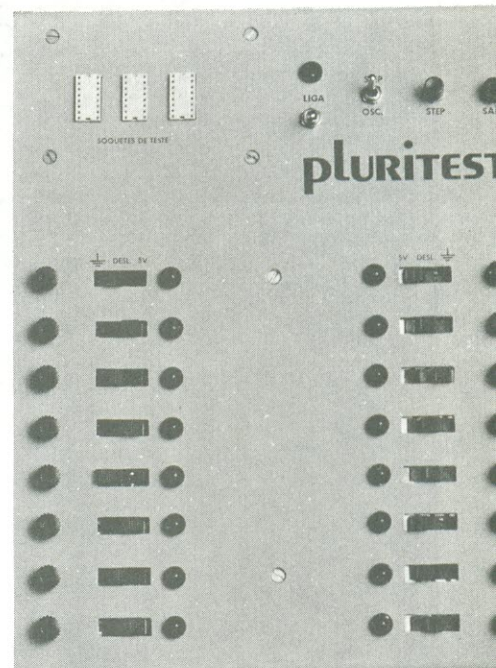
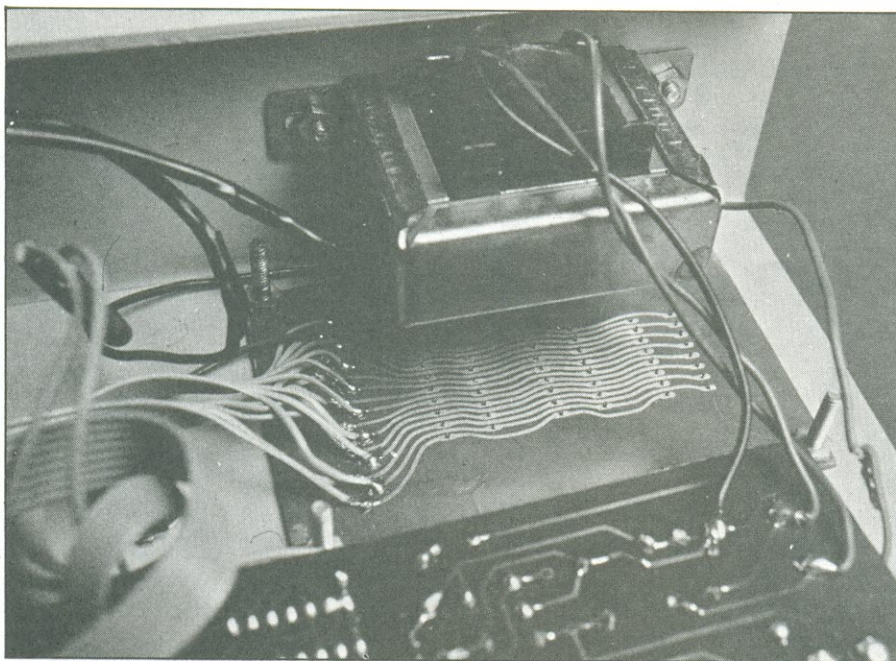


Fig. 2b



Relação de componentes

RESISTORES

*R1, R3 (16x) — 330 Ω
 R2 (16x), R4 (16x) — 10 k Ω
 R5, R6 — 2,2 k Ω
 R7 — 1 k Ω*

CAPACITORES

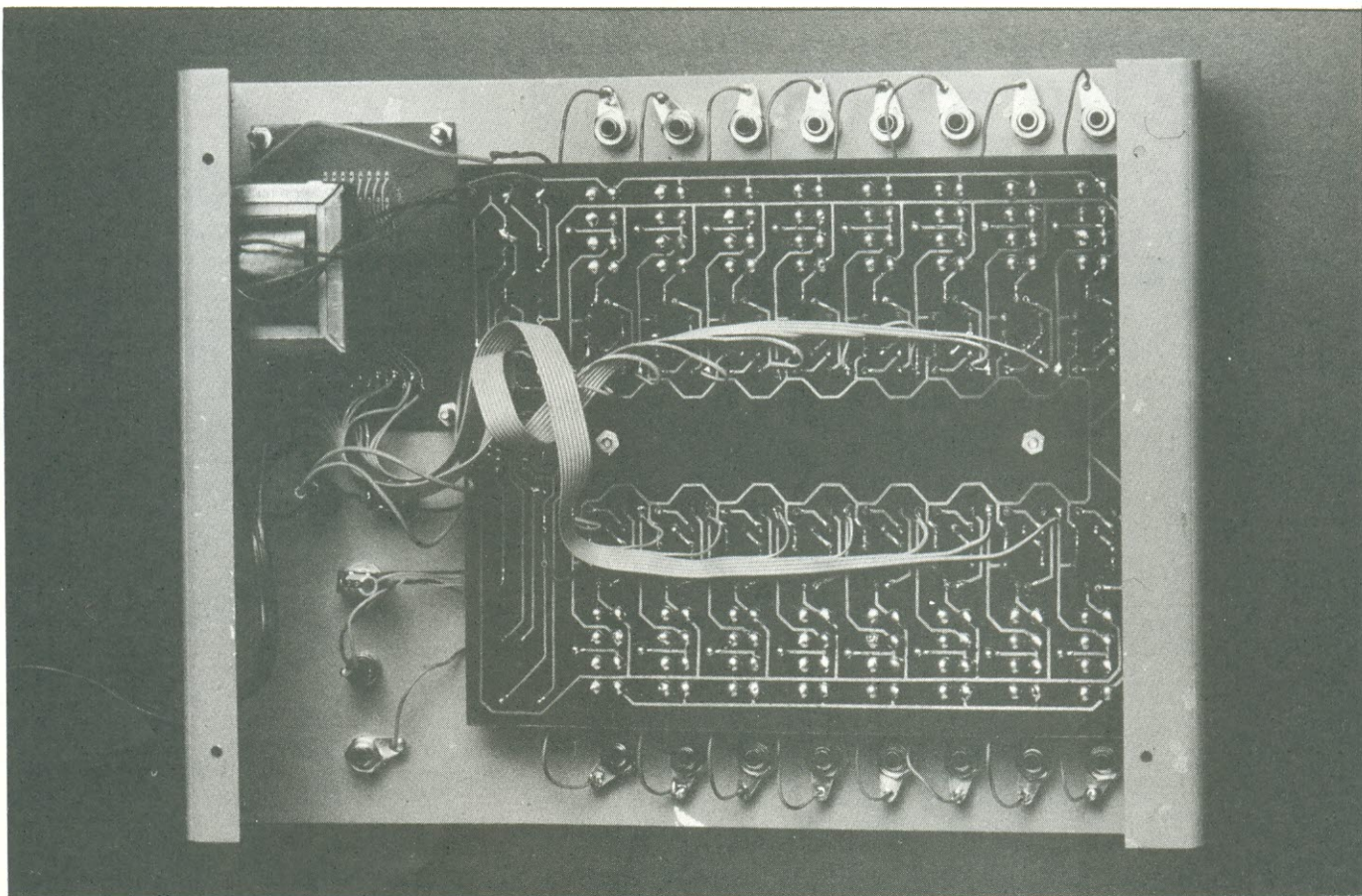
*C1 — 1 000 μ F \times 16 V
 C2, C3 — 0,1 μ F cerâmico
 C4, C5 — 220 μ F \times 9 V*

SEMICONDUCTORES

*D1 (2x) — 1N4001
 D2, D3 (16x) — LED vermelho
 Q1 (16x) — BC337, BC547 ou equivalente
 C11 — 7805
 C12 — 7400*

DIVERSOS

*Chave liga-desliga
 16 chaves comutadoras H-H de 2 pólos \times 3 posições
 1 chave comutadora H-H de 2 pólos \times 2 posições
 17 bornes para pino banana
 Trafo 110 V/9 + 9 V/400 mA
 Soquetes (ver texto)
 Cabo multiveias de 16 condutores (50 cm)
 Clip lógico*



com uma duração que depende do tempo de carga de C4. No modo oscilador, basta notar que teremos esta saída realimentada para a entrada através de C5, o que determina que o circuito oscile indefinidamente.

Montagem — Nossa montagem prevê duas placas de circuito impresso (figs. 2 e 3). Na figura 2, temos a placa principal com todo o circuito, onde apenas entram os fios do transformador e as 16 saídas para a placa de soquetes. Esta, por sua vez, prevê um soquete para o CI em teste, um auxiliar (o do meio) e outro para o *clip* lógico. A montagem destes soquetes depende diretamente das possibilidades do montador. Em especial, o soquete de testes, que pode ser do tipo “força nula de inserção”, que é bastante caro, mas que corresponde ao tipo ideal para esta aplicação. Por outro lado, o soquete do *clip* lógico, pode até ser desprezado, soldando-se um cabo multiveias diretamente nos furos, sem nenhum problema. Para o soquete auxiliar, sugerimos um do tipo torneado, que é relativamente resistente, para esta aplicação.

A montagem da malha resistiva para os CIs em coletor aberto não é difícil: todos os resistores (4,7 k Ω) vão soldados nos pinos de um soquete, com exceção da alimentação e dos outros

terminais ligados em comum e ao pino 16. Todos os detalhes da montagem podem ser observados nas fotos do artigo.

Os problemas de nosso projeto começam a aparecer na montagem mecânica, onde a chapa frontal requer grande número de furos e rasgos, e o acabamento vai variar de montador para montador. As cartelas também devem ser confeccionadas no padrão e na variedade necessárias à aplicação desejada. Por exemplo, quando usado para um número limitado, embora extenso, de CIs, nosso aparelho exigirá um bom acabamento e um soquete de teste adequado. Nestas condições (controle de qualidade), é que ele demonstrará a sua eficiência. Outra grande aplicação é na depuração, para a manutenção de circuitos digitais. Pode-se, por exemplo, analisar diretamente com o *clip* lógico todos os integrados de uma placa de circuito impresso, até chegar ao CI com defeito.

Observações — A placa de soquetes pode ainda ser provida de um pequeno *proto-board* para ser usado com fins didáticos, ligando-se simples fios telefônicos entre este e o soquete auxiliar, onde há o acesso a todos os pinos do circuito integrado. Quando o leitor for utilizar o *clip* lógico, não deve se esquecer de desligar todas as cha-

ves de antemão, sob pena de danificar o circuito a ser testado.

Testes — Devido à sua simplicidade, o circuito deve funcionar diretamente, sem problemas, mas, em todo o caso, é importante testar todos os módulos isoladamente, colocando a chave seletora de cada módulo em “0” e em “1”, além de verificar o acendimento do LED respectivo. Para checar o oscilador, simplesmente ligue-o a qualquer entrada, com a chave desligada e verifique se o mesmo oscila corretamente.

Aplicação do circuito — Para usar o PLURITEST, você deve conhecer a estrutura e pinagem do circuito integrado, ou seja, as entradas, as saídas e a função lógica. Isto pode (e deve) ser feito através das respectivas cartelas. Coloque o CI em teste no soquete, verificando antes se todas as chaves estão desligadas. A seguir, ligue ou posicione duas chaves de maneira a alimentar o circuito integrado. Neste momento, você tem o circuito devidamente alimentado, restando, portanto, gerar as condições de testes, sejam elas dinâmicas ou não, dependendo do tipo de bloco lógico. Finalmente, não se esqueça de prever alguns cabos banana-banana, que, com certeza, serão muito úteis.

NE

7.^a parte

Conheça os operacionais pela prática

Em mais uma etapa da série, são abordados agora os circuitos osciladores com operacionais. Na próxima etapa, veremos os experimentos práticos

Os circuitos osciladores com operacionais são bastante usados atualmente, graças à sua facilidade de implementação e ajuste e boa estabilidade da frequência de saída. Além disso, ao utilizar operacionais, esses circuitos apresentam baixa impedância de saída, possibilitando normalmente um acoplamento direto com a carga de saída ou com as demais etapas de um circuito.

A maioria das configurações apresentadas neste artigo, em princípio, irá se utilizar da variação da tensão de carga e descarga em um capacitor, que será aplicada diretamente à entrada inversora do operacional ou utilizada como elo de realimentação negativa do circuito (nesse caso, irá trabalhar como os circuitos integradores já analisados em artigos anteriores).

Astáveis — Iremos a seguir demonstrar o funcionamento do circuito gerador de onda quadrada, orientando-nos pela figura 1 — que poderá ser utilizado (por analogia) para a compreensão dos demais osciladores, uma vez que todos têm por princípio equacionar as tensões de entrada do operacional em função da de saída, pela inserção

de circuitos que atuam na corrente do elo de realimentação.

Assim, observando a figura 1a, vemos que, ao ligar o circuito, o capacitor C tende a se carregar até o potencial V_B , por intermédio da corrente $+I_R$, fornecida pelo potencial de saída $+V_S$ do operacional. Entretanto, quando o potencial V_A for igual a V_B , a saída do operacional irá assumir a tensão $-V_S$, desestabilizando novamente o circuito e forçando o capacitor a atingir o novo potencial $-V_B$, por intermédio da corrente $-I_R$, drenada pelo potencial $-V_S$.

Quando a tensão V_A for igual a $-V_B$, o operacional vai assumir novamente o potencial $+V_S$ e recomeçar o processo de carga do capacitor C, com o circuito entrando em regime de oscilação. A figura 1c ilustra as formas de onda presentes no capacitor C (V_A) e na saída do operacional (V_S), em função do tempo (t).

Para simplificar o cálculo da frequência de oscilação desse circuito, podemos considerar R_2 14% inferior a R_1 , de maneira a igualar o período do oscilador com o dobro da constante de tempo obtida por $R \times C$ (observe que estamos considerando as resistências

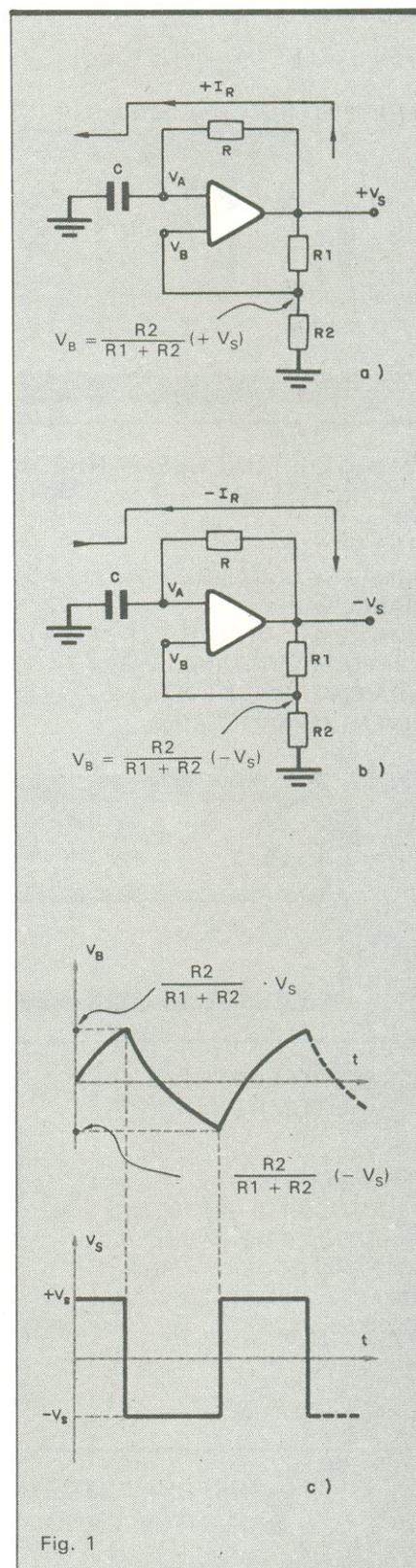


Fig. 1

Operação de um oscilador astável com operacional e suas curvas de saída.

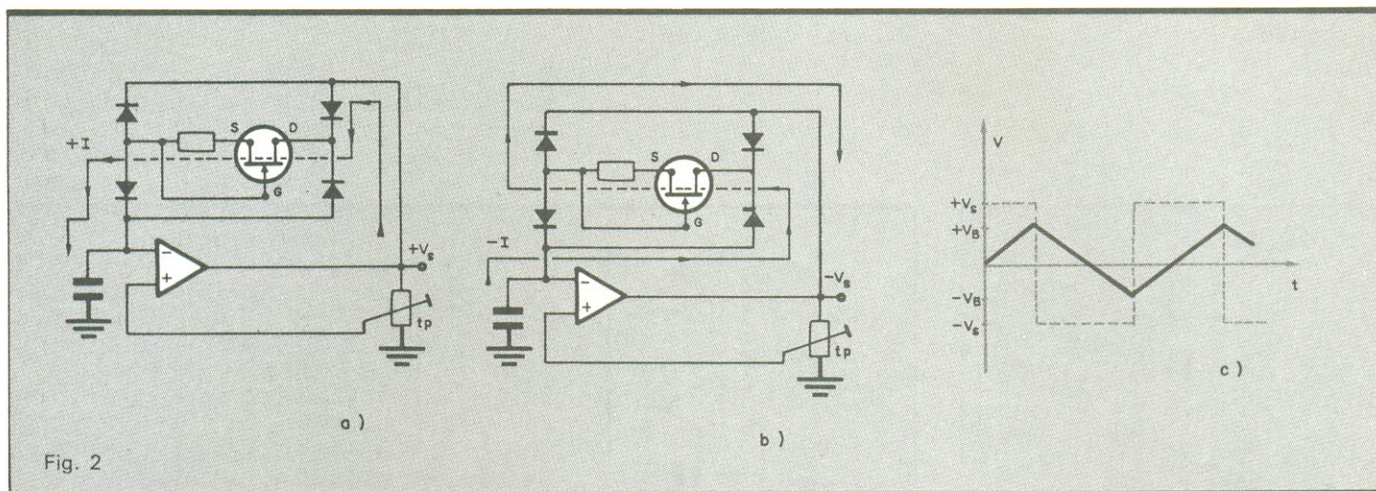


Fig. 2 O mesmo oscilador, agora dotado de um gerador de corrente constante.

de entrada do operacional infinitas e iguais). Assim, a freqüência será dada por:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2 \cdot R \cdot C}$$

com $R_2 = 0,86 R_1$.

Para obter um circuito oscilador mais estável e ainda uma forma de onda triangular adicional, podemos utilizar o circuito da figura 2, que mostra

o caminho percorrido pela corrente de carga e descarga do capacitor C (I_c). Observe que o resistor R foi substituído por um gerador de corrente constante com FET; assim, a tensão no capacitor C pode variar linearmente, até atingir o potencial V_B . Dessa maneira, além de obter uma forma de onda quadrada na saída do amplificador operacional, teremos em C uma forma de onda triangular, conforme mostra a figura 2c.

A freqüência do sinal de saída pode

ser calculada através da expressão abaixo, que é válida para ambas as formas de onda:

$$f = \frac{I_g}{2 \cdot C \cdot V_B}$$

onde I_g é a corrente fornecida pelo gerador de corrente; C, o valor do capacitor C; e V_B , o valor da tensão presente na entrada não inversora do operacional.

Outra aplicação interessante dos os-

Novo

CELIS
SUA CONEXÃO COM A MELHOR TÉCNICA

Através da placa para experiências P. Board da Celis os Engenheiros, Estudantes, Professores, Hobbistas e todos os que se interessam pela eletrônica passam a contar com um método prático, seguro e versátil de comprovação do correto funcionamento do seu projeto eletrônico, possibilitando identificar o melhor design da placa de C.I., com o menor custo de projeto. Em 5 versões de P. Board com capacidades de 6 a 30 C.I.s (14 pinos) e 3 versões de Kits que permitem a ampliação da capacidade do P. Board para adequá-lo especificamente às necessidades do usuário.

O p.board que você esperava chegou!!!

100% nacional

CELIS
ELETROCOMPONENTES LTDA.

Corpo: Termoplástico
Conduto: Bronze Fosforado e Alpacas (Sob consulta)

Tolerância de Inserção: # 22 a 30 A.W.G.

WGB ELETRÔNICA DE PRECISÃO LTDA.
Caixa Postal 21277 - Cep 04698 - São Paulo, SP

VENDAS: ITAPECERICA DA SERRA - SP - Av. Eduardo R. Daher, 723 - Centro - Tel. (011) 495-2944
RIO DE JANEIRO - RJ - Rua Uruguay, 393 - Sobreloja 102 - Tijuca - Tel. (021) 268-2586
CORRESP.: ITAPECERICA DA SERRA - SP - Caixa Postal 02 - CEP 06850 - Tel. (011) 33226 - SCHR BR

OS-10

Osciloscópio para faixa de freqüências de C.C. a 10MHz

O OS-10 é um osciloscópio de traço único, com tela de 6 x 7 cm, projetado especialmente para o serviço de campo e amadores. Sua sensibilidade se eleva a 2 mV/cm pelo uso de controle variável. Sinais muito pequenos, a partir de 3 mm de altura na tela, sincronizam a imagem facilmente até 30 MHz. Um filtro de TV permite a apresentação de sinais de vídeo na sua freqüência de quadro. Um circuito para teste de componentes foi incorporado ao OS-10, com o objetivo de possibilitar a verificação de semicondutores e de outros componentes. A boa luminosidade e foco do tubo, com gradiculado interno, permitem a análise da imagem sem paralaxe - fato importante para serviços de manutenção e monitoração. A construção compacta e robusta, o baixo peso e o desempenho seguro fazem do OS-10 um item indispensável para oficina e campo.

WGB ELETRÔNICA DE PRECISÃO LTDA.
Caixa Postal 21277 - Cep 04698 - São Paulo, SP

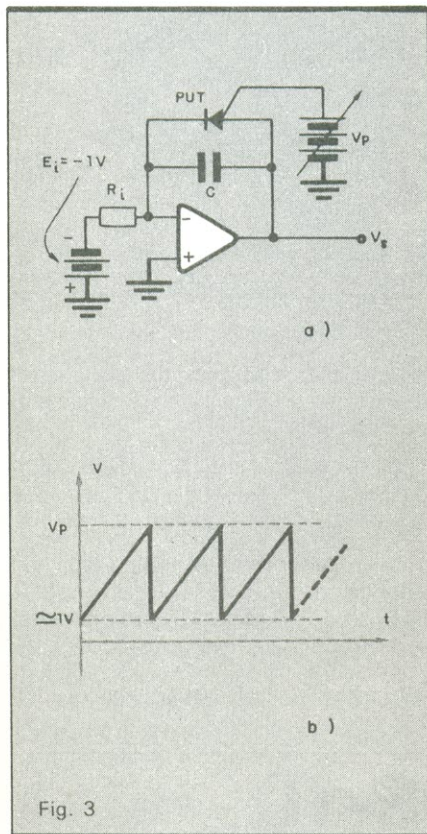


Fig. 3
Estrutura básica de um gerador dente-de-serra com PUT.

ciladores com operacionais, que se baseia nas características do integrador, pode ser vista na figura 3. Esse circuito permite a obtenção de uma onda dente-de-serra com amplitude variável, controlando a tensão de disparo de um transistor de uniunção programável (PUT). Assim, ao energizar o circuito, o PUT encontra-se cortado e o capacitor C começa a se carregar por intermédio de I_c , fazendo com que a saída do operacional apresente a integral da variação da tensão de entrada — que, conforme vimos em artigos anteriores, é uma reta do tipo $V_s = V_e \cdot t$ (para $1/RC = 1$).

Entretanto, quando a tensão V_s atinge o potencial de controle do PUT, este passa à condução instantaneamente, fazendo com que V_s tenda a zero abruptamente. Assim que V_s for menor que 1 V, o PUT irá novamente para o estado de corte, quando então o circuito entrará em regime de oscilação, iniciando um novo ciclo.

A figura 3b ilustra a forma de onda obtida. Observe que a tensão não chega a zero, devido ao potencial presen-

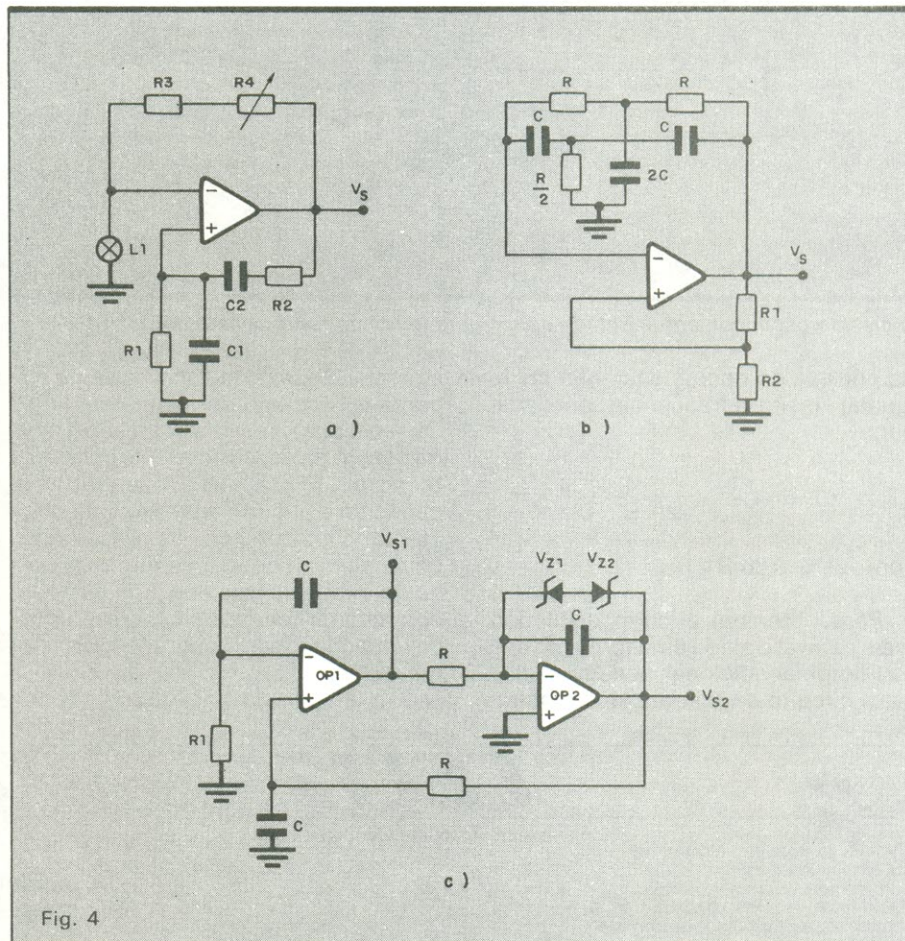


Fig. 4
Três tipos de osciladores senoidais com amp. ops.

te no PUT. A frequência de oscilação é dada por:

$$f = \frac{E_i}{R_i \cdot C} \cdot \frac{1}{V_p}$$

Gerando senóides — Vamos analisar agora os circuitos ilustrados pela figura 4, que fornecem formas de onda senoidais. O primeiro (fig. 4a) é denominado “oscilador em ponte de Wien”. Neste circuito, o elo de realimentação negativa é dado pelo resistor $R_{eq} (= R_3 + R_4)$ e pela lâmpada de filamento L1. Por outro lado, a realimentação positiva responsável pelo regime de oscilação senoidal é dada pela configuração R_1/C_1 e R_2/C_2 . A lâmpada L1 estabiliza a amplitude do sinal de saída, devido à sua ação reguladora da parcela de realimentação negativa. No circuito, o resistor R_{eq} é responsável pela estabilização nos limites de operação da lâmpada utilizada. A frequência de saída é dada por:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

onde $R = R_1 = R_2$ e $C = C_1 = C_2$.

O circuito da figura 4b é denominado “oscilador de integração dupla”, ou simplesmente “duplo T”. Na prática, observa-se que o circuito entra em regime experimentalmente, segundo ajustes efetuados em $R/2$; além disso, o valor de R_2 deverá ser igual ao dobro de R e R_1 , 10 vezes maior que R_2 , a fim de garantir que o circuito entre em regime de operação. A frequência de saída desse circuito pode ser calculada pela expressão:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$$

Outro circuito gerador de senóides pode ser visto na figura 4c. Ele se utiliza de dois operacionais, para a geração de sinais senoidais e co-senoidais simultaneamente. Observe que a saída

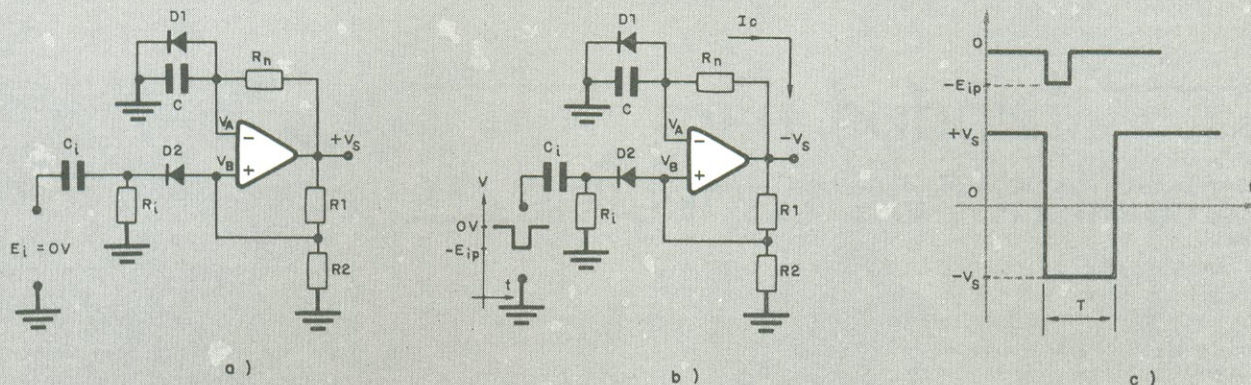
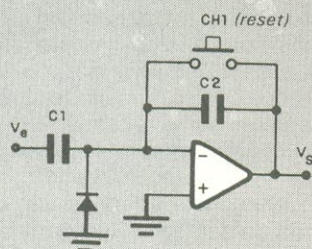
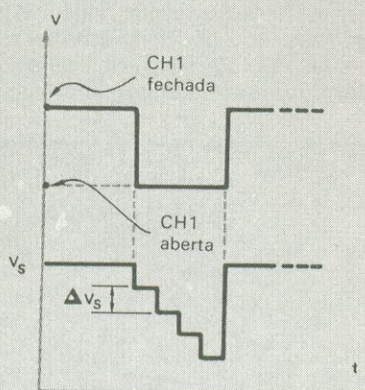


Fig. 5

O monoestável básico com operacional e o sinal de saída.



a)



b)

Fig. 6

Gerador de degraus que atua através de uma chave momentânea.

do integrador composto por R , C e OP_2 realimenta a entrada não inversora de OP_1 com uma cópia do sinal presente em V_{s1} , mas defasada em 90° . Esse procedimento é necessário para assegurar ao circuito a estabilidade exigida pelo regime de oscilação. Esse tipo de gerador senoidal é denominado "oscilador de quadratura" e sua frequência também pode ser calculada pela expressão anterior. A amplitude pico a pico do sinal de saída é dada por:

$$V_{spp} = V_{Z1} + V_{Z2}$$

Monoestáveis — Os circuitos monoestáveis são aqueles em que a mudança do estado de saída é temporária e depende de um pulso externo de estímulo. Os monoestáveis são geralmente implementados com CIs dedicados, tais como o 74121 (TTL) ou 4528 (CMOS), podendo ser encontrados também com o 555, um temporizador de uso mais genérico. Mas é possível implementá-los facilmente com operacionais também.

Assim, observando a figura 5a, vemos que a tensão V_A é de aproximadamente $0,6\text{ V}$ (tensão presente no diodo $D1$), enquanto que V_B é fixada através da rede $R1/R2$ em um potencial superior ao de V_A . Assim, com $V_A > V_B$, a saída do operacional vai exibir uma tensão positiva de $+V_S$, mas sem conseguir estabelecer a igualdade entre as tensões de entrada ($V_A = V_B$).

O circuito fica nessas condições, até que seja injetado um pulso descendente desacoplado por C_i , que tende a tornar V_B "negativo" por alguns instantes (fig. 5b). Em resposta, o operacional inverte o potencial de saída para $-V_S$,

mantendo o potencial V_B negativo (e, conseqüentemente, menor que V_A), mesmo após a retirada do pulso de tensão negativo $-E_{ip}$.

Nesse instante, o capacitor C começa a se descarregar através do resistor R_n , até que o valor de tensão no capacitor atinja o potencial $-V_B$ — quando a saída volta ao estado estável $+V_S$, permanecendo assim até que ocorra outra variação na tensão de entrada.

Na figura 5c temos ilustrada a forma de onda obtida desse circuito. O cálculo do período instável T será fornecido no próximo artigo, referente à parte prática, por ser dependente da tensão fixada por $R1$ e $R2$.

Por fim, na figura 6 temos um circuito gerador de degraus, que produz uma "escada" linear decrescente a partir da aplicação, em sua entrada, de uma tensão quadrada de valor V_e pico a pico. Essa tensão carrega o capacitor $C1$ com uma carga equivalente a:

$$Q = C1(V_e - 0,7)$$

Em resposta, o capacitor $C2$ começa a se carregar a cada ciclo do sinal de entrada. Esta carga forma "degraus" decrescentes de tensão na saída, que podem ser calculados pela expressão:

$$\Delta V_s = (V_e - 1,4) \frac{C1}{C2}$$

Observe que a altura máxima do sinal de saída V_s é estipulada somente pela tensão de alimentação. A figura 6b ilustra a tensão de saída apresentada pelo circuito com relação ao estado da chave de *reset*. Na próxima etapa veremos toda a parte prática referente aos osciladores.

Diodos para aplicações especiais

As propriedades capacitivas da junção PN são aproveitadas no varicap ou varactor, muito usado em microondas e sintonia de TV

De certa maneira, todo diodo pode ser comparado a um capacitor. Sob polarização reversa, a camada de depleção que se forma entre as regiões P e N funciona como um isolante entre estas. Na analogia com o capacitor, é como se as regiões P e N fossem as placas e a zona de depleção intermediária fosse o dielétrico. Esse efeito é valorizado num tipo de diodo que se apresenta praticamente como um capacitor variável: o varactor ou varicap.

Esse tipo de diodo aproveita sua capacitância, variável com a tensão aplicada, particularmente para a operação em microondas e em circuitos de sintonia de rádio e TV. A aplicação geral consiste em variar a frequência de um circuito ressonante. Nessa circunstância, pode ser a única capacitância de um circuito ou ser combinado com capacitores. Como elementos sintonizadores, substituem os capacitores de placas paralelas dos antigos rádios e os seletores de indutância variável dos televisores — os varicaps estão por trás dos atuais seletores digitais de TV. Para tais aplicações são exigidas capacitâncias na faixa de 13 a 230 picofarads e tensão entre 1 e 30 V, e os varicaps que atendem a esses requisitos são feitos de silício.

Quando destinados à sintonia em microondas, os varicaps têm de ser fabricados em arsenieto de gálio, pois, neste caso, exigem-se capacitâncias menores, da ordem de alguns pF. Isso porque quanto menor é a capacitância

do dispositivo, maior é sua frequência de corte. As tensões nessa faixa de uso situam-se entre 1 e 12 V.

Outra aplicação no campo das microondas é a multiplicação de frequências, aproveitando-se o varactor como duplicador, triplicador ou quadruplicador, devido aos harmônicos que produz quando submetido a uma tensão alternada. Com o agrupamento de uma série de varactores, é possível construir circuitos mais complexos de multiplicação, obtendo-se frequências ainda mais elevadas. A mesma característica, de resposta não linear em relação à tensão aplicada, permite usar esses dispositivos como misturadores de duas frequências, conseguindo-se uma terceira, que é a soma daquelas.

Mais uma forma de utilização dos varicaps é em circuitos de controle automático de frequência (CAF ou AFC), necessários especialmente em FM.

O tamanho do diodo também é uma marca de construção que tem implicação no seu uso. Encontrados em vários tamanhos e formas, os de uso mais geral são semelhantes aos diodos comuns. Os de baixa potência geralmente são encapsulados em vidro e suportam algumas centenas de miliwatts. Outros, para potências maiores, da ordem de 25 a 35 W, são montados como os diodos de potência convencionais. Quando o objetivo é o trabalho em frequências acima de 500 MHz, o projeto da cápsula precisa mudar, obedecendo a maiores cuidados. Para os varactores que operam nas microondas,

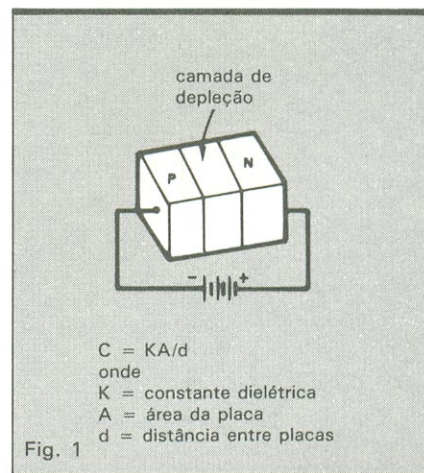
os invólucros devem evitar a possibilidade de capacitâncias e indutâncias isoladas, capazes de causar efeitos indesejáveis. Costumam ser menores e oferecem dissipação de potência em torno de 0,5 W.

Devemos observar um detalhe quanto à consideração da potência dissipada nos varicaps. Nos diodos comuns, a potência é dada como produto da tensão direta pela corrente direta. Já nos varicaps, por trabalharem na região inversa, é a corrente alternada que pode fluir nessa situação, que vai determinar a potência dissipada pelo dispositivo. Baseia-se, portanto, mais na corrente CA do que na corrente CC.

Capacitância variável — Pelo que vimos, o diodo varactor trabalha na região reversa. De fato, ele nunca deve ser passado para as condições de condução direta, onde não tem efeito produtivo sua principal característica, que é a capacitância variável.

O que ocorre num diodo, quando está sujeito a uma tensão inversa, é que os portadores majoritários são jogados para fora da junção. A partir daí é que se forma em volta da junção uma camada de depleção, tanto maior quanto maior é a tensão reversa aplicada, até chegar-se ao limite de ruptura.

A camada de depleção torna-se isolante entre as duas regiões dopadas, acumulando uma diferença de potencial entre elas. O diodo tomado como um todo é, nesse momento, um capacitor, que pode ter sua capacitância variada segundo a tensão que lhe for aplicada. Isso é o que se faz nos varicaps: variar a largura da camada de deple-



O diodo varactor polarizado reversamente tem sua camada de depleção aumentada.

ção. Nos diodos comuns, a capacitância também existe, mas é muito pequena para ser aproveitada. Os varicaps ou varactores não passam, assim, de diodos com construção especial para realçar essa característica, a ponto de poderem ser empregados como capacitores em diversos tipos de circuitos eletrônicos.

Para o funcionamento regular, o varactor exige que a tensão de polarização reversa seja sempre menor que o seu valor de ruptura. O dielétrico, no caso a zona de depleção, é maior, como já dissemos, quando a tensão aplicada também é maior. A capacitância, contudo, como nos capacitores, é inversamente proporcional à espessura do dielétrico entre as placas (fig. 1). Assim é que a capacitância do varactor diminui com o crescimento da tensão aplicada.

Essa relação inversa entre tensão e capacitância não é, porém, linear,

aproximando-se mais de uma função logarítmica, como ilustra a figura 2. O que se nota, no gráfico, é que a capacitância cai rapidamente de um valor máximo de aproximadamente 40 pF para apenas cerca de 5 pF, quando a tensão chega perto de 60 V. A figura não mostra, mas a capacitância do diodo se elevaria acima de 40 pF se ele fosse polarizado de modo direto e continuaria crescendo com o aumento da tensão aplicada. O limite desse processo é o da barreira de potencial, entre 0,6 e 0,7 V, quando o diodo dispara a conduzir corrente direta, inutilizando-se para o uso como capacitor.

Alguma variação na capacitância também pode ser esperada em função da temperatura, numa proporção direta. Por isso, os fabricantes indicam um coeficiente de capacitância-temperatura expresso em porcentagem de variação da capacitância por grau centígrado.

Fator de qualidade — Os diodos varactores têm sua eficiência indicada por um parâmetro, que deve ser levado em conta pelo projetista ou usuário que pretenda aproveitá-lo em um circuito. Trata-se do fator de qualidade, representado pela letra Q, que relaciona a energia acumulada no dispositivo com a que é realmente dissipada.

O fator de qualidade pode ser calculado dividindo-se a reatância capacitiva X_C do varicap pela sua resistência série R_S . Como X_C varia com a frequência, o Q também varia com esta. Sendo $X_C = 1/2\pi fC$, para chegarmos ao fator de qualidade, devemos usar a seguinte expressão:

$$Q = \frac{1}{2\pi fCR_S}$$

R_S é explicado como uma pequena resistência oferecida pelo diodo ao sinal alternado, devido à resistividade do material semicondutor. Mesmo sob polarização reversa, com o bloqueio da corrente contínua, essa resistência interna aparece para sinais alternados. Para efeito do circuito, pode ser considerada como uma resistência em série com o diodo.

Pela equação do fator de qualidade, percebe-se que o Q de um varicap diminui quando a frequência, capacitância ou resistência série aumentam. Em consequência, para se obter eficácia em sua operação, convém determinar adequadamente, antes, as condições sob as quais ele trabalhará. Outro detalhe importante é que, como a capacitância varia inversamente com a tensão, o Q máximo é atingido pouco antes da tensão de ruptura.

Nos catálogos e manuais dos fabricantes poderão ser encontrados gráficos, como o da figura 3, que indicam os valores de Q em função da polarização. Se uma frequência suficientemente alta for atingida, o Q poderá ser reduzido para 1. A frequência em que isso ocorre é denominada frequência de corte, f_{co} , e pode ser determinada para valores diferentes de C e R_S através da equação:

$$f_{co} = \frac{1}{2\pi CR_S}$$

Os fabricantes também costumam especificar a corrente máxima de fuga para cada varicap, que pode afetar seriamente o fator de qualidade, em certos tipos de circuito. Em geral, a corrente de fuga não passa de alguns microampères, mas, se a meta for obter um alto Q, ela deve ser a mínima possível.

Por fim, temos na figura 4, o símbolo usado para representar esse diodo nos circuitos elétricos.

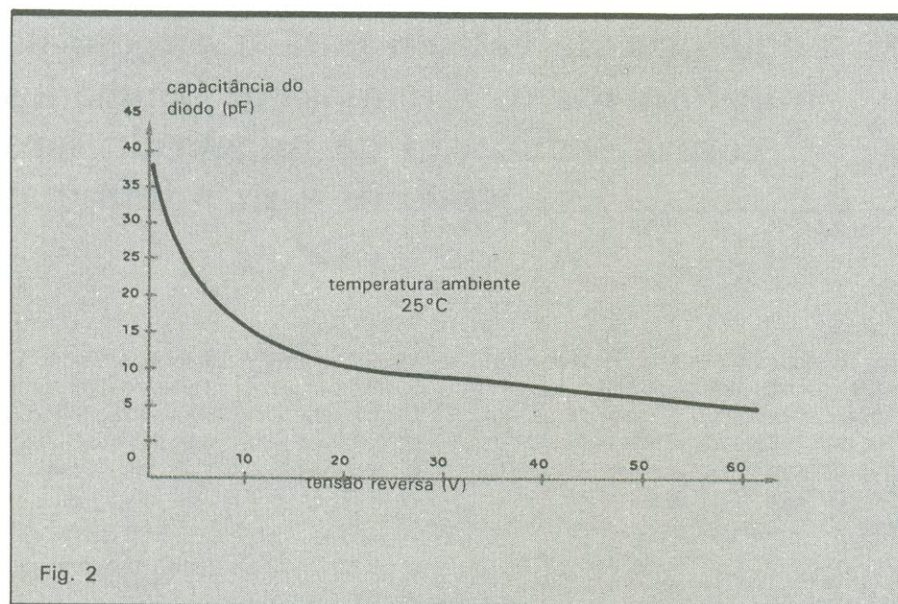


Fig. 2
Curva característica da capacitância em função da tensão reversa.

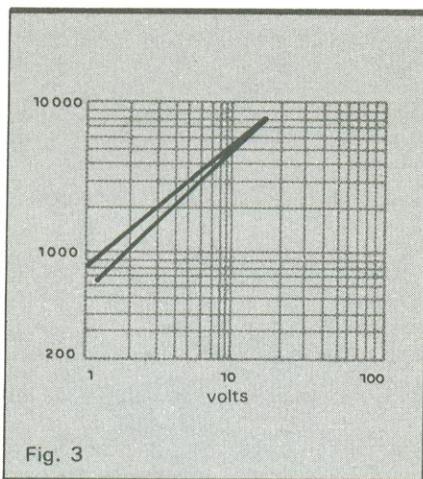


Fig. 3
O fator de qualidade Q também varia com a tensão aplicada.

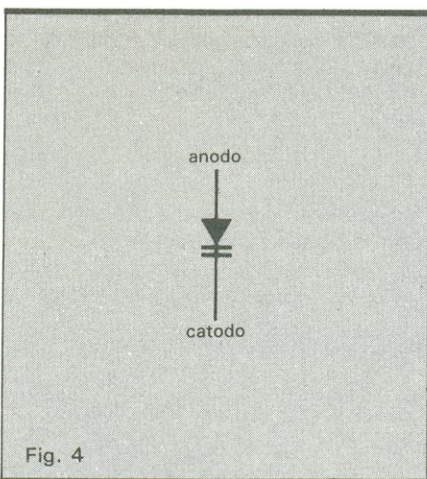


Fig. 4
Símbolo representativo do varactor ou varicap.

Cálculo e programa para projetos de transformadores

Seqüência de cálculo para o projeto de transformadores monofásicos laminados com a explicação da origem de seus critérios e suas fórmulas

Como já é do conhecimento de nossos leitores, podemos deparar com o problema de dispormos de uma tensão de alimentação cujo valor nem sempre corresponde ao necessário para uma dada aplicação. Neste caso, somos forçados a aumentá-la ou reduzi-la conforme nossas necessidades. Este aumento ou redução da tensão é feito por intermédio de um transformador.

Os muitos artigos publicados sobre projetos de transformadores com esta finalidade são marcados pelo empirismo, pois empregam determinadas fórmulas de validade apenas parcial, que não levam em conta uma série de fatores importantes.

Neste artigo, vamos descrever a seqüência de cálculo para um projeto de transformadores monofásicos que utilizam lâminas de ferro tipo E-I, procurando não deixar dúvidas com relação à origem de determinados critérios e fórmulas. Ao final fornecemos um exemplo e um programa baseados nas explicações contidas neste artigo.

Cálculo da densidade máxima de fluxo magnético — Em virtude da característica indutiva dos enrolamentos do transformador, vale o postulado de Fa-

raday, segundo o qual em qualquer percurso fechado estacionário surge uma força eletromotriz V — isso ocorre sempre que, na área limitada por este percurso, houver variação no tempo de campo magnético ϕ , ou seja:

$$V = -N \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (1)$$

onde N corresponde ao número de espiras percorridas pelo campo magnético. Portanto, para uma determinada tensão V aplicada nos enrolamentos de um transformador, surge um campo magnético ϕ dado por:

$$\phi = \frac{-1}{N} \int_t V \cdot dt \quad (2)$$

Supondo V uma função senoidal com o tempo dado por:

$$V = V_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t) = V_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (3)$$

que, substituída na (2), resulta:

$$\begin{aligned} \phi &= \frac{-1}{N} \int_t V_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) dt = \\ &= \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t)}{N \cdot 2\pi \cdot f} \end{aligned} \quad (4)$$

onde V_{ef} e f são respectivamente o va-

lor eficaz e a freqüência da função V .

Como o fluxo magnético é o produto da densidade de fluxo magnético B pela área S percorrida por esse fluxo, temos que:

$$\phi = B \cdot S \quad (5)$$

e, portanto, substituindo na expressão (4), resulta em:

$$B \cdot S = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t)}{N \cdot 2\pi \cdot f} \quad (6)$$

Logo:

$$B = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t)}{N \cdot 2\pi \cdot f \cdot S} \quad (7)$$

e o valor máximo de B é dado por:

$$\begin{aligned} B_{\max} &= \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef}}{N \cdot 2\pi \cdot f \cdot S} \quad \text{ou} \\ B_{\max} &= \frac{V_{ef}}{4,44f \cdot N \cdot S} \end{aligned} \quad (8)$$

Devido ao fato de as lâminas de ferro apresentarem o efeito de saturação magnética, o valor de B deve ser no máximo igual ao valor de saturação, para que a saída do transformador não apresente uma forma de onda deformada.

Ou seja:

$$B_{\text{sat}} \geq B_{\text{max}} \quad \text{ou} \quad B_{\text{sat}} \geq \frac{V_{\text{ef}}}{4,44f \cdot N \cdot S} \quad (9)$$

A condição dada pela expressão (9) é fundamental para se determinar as dimensões do transformador. Suponhamos que as lâminas de ferro mantenham as proporções conforme a figura 1, onde a é o tamanho da perna central e é uma das nossas incógnitas.

Analizando a figura 1, podemos verificar que:

$$S = a^2 \quad (10)$$

Portanto, para o primário vale:

$$B_{\text{sat}} \geq \frac{V_{\text{pr}}}{4,44f \cdot N_{\text{pr}} \cdot a^2} \quad (11)$$

onde N_{pr} é o número de espiras do primário. Logo:

$$N_{\text{pr}} \geq \frac{V_{\text{pr}}}{4,44f \cdot B_{\text{sat}} \cdot a^2} \quad (12)$$

Coefficiente de uso da "janela" —

Define-se como coeficiente de uso da "janela" a relação entre a área disponível na "janela" do transformador e a área ocupada pelas espiras, e que é

igual à relação entre a área de um quadrado e a área de um círculo nele inscrito (figura 2).

Considerando D como o lado do quadrado e o diâmetro do círculo, o coeficiente C de uso da "janela" corresponde a:

$$C = \frac{D^2}{\frac{\pi \cdot D^2}{4}} = \frac{4}{\pi} \approx 1,3$$

Devido ao esmalte do fio de cobre e à isolamento entre as camadas, adotaremos:

$$C = 3$$

Densidade de corrente elétrica dos fios de cobre (J) — Para determinarmos este valor, utilizamos como referência a Tabela 1.

Bitola do fio do primário — A potência P requerida no secundário resulta da multiplicação da tensão pela corrente eficaz do primário ou do secundário. Portanto, para o primário vale:

$$P = V_{\text{pr}} \cdot I_{\text{pr}} \quad (13)$$

onde V_{pr} é a tensão eficaz do primário, e I_{pr} , a corrente eficaz do primário. Devido às perdas, utiliza-se um fator de correção de 15%:

$$I_{\text{pr}} = 1,15 \cdot \frac{P}{V_{\text{pr}}} \quad (14)$$

Uma vez definida a corrente eficaz no primário, determina-se a seção nominal mínima do fio, dividindo-se a corrente eficaz pela densidade de corrente elétrica. De posse desse valor, consulta-se a tabela de fios (Tabela 2) e escolhe-se a bitola cuja seção nominal (A_{pr}) for maior ou igual ao valor calculado.

Determinação da bitola do fio do secundário — Vimos que:

$$P = V_{\text{sec}} \cdot I_{\text{sec}} \quad (15)$$

onde V_{sec} e I_{sec} são respectivamente a tensão e a corrente eficaz do secundário. Logo:

$$I_{\text{sec}} = \frac{P}{V_{\text{sec}}} \quad (16)$$

De posse do valor da corrente eficaz do secundário, determinam-se a bitola e a seção nominal (A_{sec}) do fio de forma análoga ao primário.

Relação entre o número de espiras do secundário e do primário — Sabemos que:

$$\frac{V_{\text{sec}}}{V_{\text{pr}}} = \frac{N_{\text{sec}}}{N_{\text{pr}}} \quad \text{ou}$$

$$N_{\text{sec}} = \frac{V_{\text{sec}}}{V_{\text{pr}}} \cdot N_{\text{pr}} \quad (17)$$

Devido a perdas nos enrolamentos, utilizaremos um fator de correção de 10% no cálculo do número de espiras do secundário:

$$N_{\text{sec}} = 1,10 \cdot \frac{V_{\text{sec}} \cdot N_{\text{pr}}}{V_{\text{pr}}} \quad (18)$$

Determinação do tamanho da perna central (a) — A área ocupada (A_{ocup}) pelas espiras é a soma da área ocupada pelo fio primário mais a que é ocupada pelo secundário:

$$A_{\text{ocup}} = N_{\text{pr}} \cdot A_{\text{pr}} + N_{\text{sec}} \cdot A_{\text{sec}} \quad (19)$$

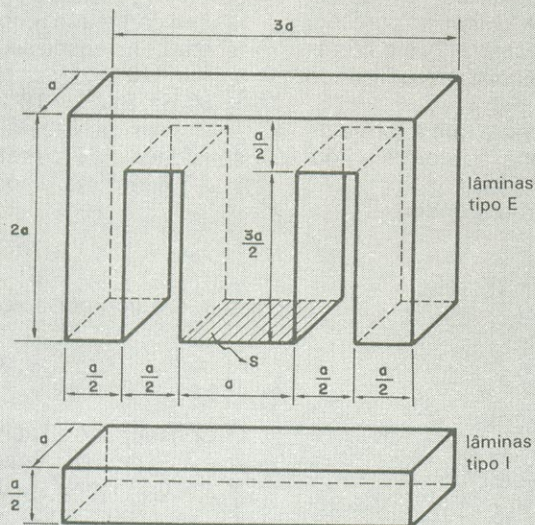


Fig. 1

Tabela 1

Potência requerida no secundário	Densidade de corrente elétrica
até 50 W	3,5 A/mm ²
de 50 a 100 W	2,5 A/mm ²
de 100 a 500 W	2,2 A/mm ²
de 500 a 1 kW	2,0 A/mm ²

Referência para a escolha da bitola

Tabela 2

Bitola (AWG)	Seção nominal (mm ²)
10	5,27
11	4,15
12	3,30
13	2,63
14	2,09
15	1,65
16	1,30
17	1,04
18	0,818
19	0,650
20	0,515
21	0,407
22	0,322
23	0,255
24	0,204
25	0,159
26	0,126
27	0,102
28	0,0805
29	0,0660
30	0,0491
31	0,0415
32	0,0314
33	0,0254
34	0,0201
35	0,0154

Analisando a figura 1, verificamos que as dimensões da "janela" do transformador são $a/2$ e $3a/2$ e, portanto, a área disponível vale $3a^2/4$.

Mas, para que as espiras caibam na "janela", é necessário que A_{ocup} seja no máximo igual à área disponível dividida pelo coeficiente de uso da "janela":

$$A_{ocup} \leq \frac{1}{3} \cdot \frac{3a^2}{8} \quad (20)$$

Substituindo a expressão (19) na (20):

$$N_{pr} \cdot A_{pr} + N_{sec} \cdot A_{sec} \leq \frac{a^2}{4} \quad (21)$$

Substituindo a expressão (18) na (21):

$$N_{pr} \cdot A_{pr} + 1,10 \cdot \frac{V_{sec}}{V_{pr}} \cdot A_{sec} \cdot N_{pr} \leq \frac{a^2}{4} \quad \text{ou}$$

$$N_{pr} \cdot \left(A_{pr} + A_{sec} \cdot \frac{1,10 \cdot V_{sec}}{V_{pr}} \right) \leq \frac{a^2}{4} \quad (22)$$

Logo:

$$N_{pr} \leq \frac{a^2}{4 \cdot \left(A_{pr} + A_{sec} \cdot \frac{1,10 \cdot V_{sec}}{V_{pr}} \right)} \quad (23)$$

Em conjunto com a (12), esta condição resulta em:

$$\frac{a^2}{4 \cdot \left(A_{pr} + A_{sec} \cdot \frac{1,10 \cdot V_{sec}}{V_{pr}} \right)} \geq N_{pr} \geq \frac{V_{pr}}{4,44f \cdot a^2 \cdot B_{sat}} \quad (24)$$

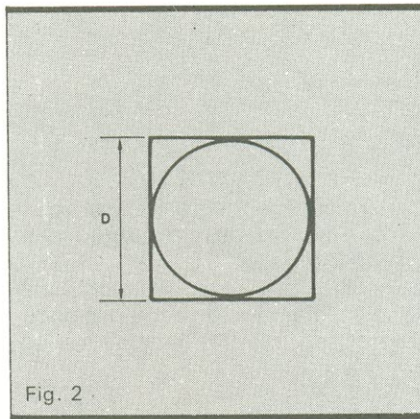


Fig. 2

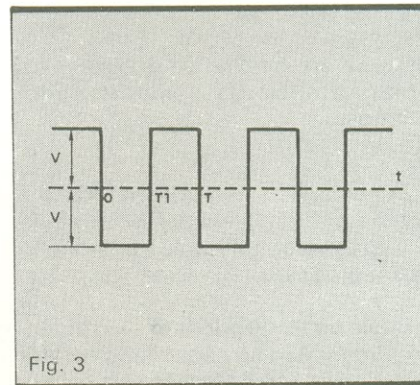


Fig. 3

Portanto, o valor mínimo de a é dado por:

$$a \geq \sqrt[4]{\frac{0,9 \cdot V_{pr}}{f \cdot B_{sat}} \cdot \left(A_{pr} + A_{sec} \cdot 1,10 \cdot \frac{V_{sec}}{V_{pr}} \right)} \quad (25)$$

De posse do valor de a , adotaremos o núcleo de ferro cujas proporções são dadas pela figura 1. Os valores comerciais para a em mm são: 16, 18, 19, 20, 22, 25, 4, 28, 6, 32, 35, 38, 40, 44, 4, 50, 8 e 60.

Uma vez adotado o valor de a , calculamos o número de espiras do primário, utilizando a expressão (12), e o número de espiras do secundário, utilizando a expressão (18).

Suponhamos agora que a forma de onda seja quadrada, conforme a figura 3.

Como vimos anteriormente:

$$\phi = \frac{-1}{N} \int_0^{T_1} V \cdot dt$$

Logo:

$$B \cdot S = \frac{-1}{N} \int_0^{T_1} V \cdot dt \quad \text{ou} \quad B = \frac{-1}{N \cdot S} \int_0^{T_1} V \cdot dt \quad (26)$$

Em valor absoluto:

$$B = \frac{1}{N \cdot S} \int_0^{T_1} V \cdot dt \quad (27)$$

Para $t = T_1$, B assume seu valor máximo:

$$B_{max} = \frac{1}{N \cdot S} \int_0^{T_1} V \cdot dt = \frac{V}{N \cdot S} \int_0^{T_1} dt = \frac{V \cdot T_1}{N \cdot S} \quad (28)$$

Mas $T_1 = T/2 = 1/2 \cdot f$, onde f é a frequência. Logo:

$$B_{max} = \frac{V}{2f \cdot N \cdot S} \quad (29)$$

onde V é o valor de pico ou valor eficaz da onda quadrada.

Portanto, para o primário:

$$B_{sat} \geq B_{max} = \frac{V}{2f \cdot N_{pr} \cdot S} \quad (30)$$

e, logo:

$$N_{pr} \geq \frac{V}{2f \cdot S \cdot B_{sat}} \quad (31)$$

Mas:

$$S = a^2 \quad \text{e}$$

$$N_{pr} \geq \frac{V}{2f \cdot a^2 \cdot B_{sat}} \quad (32)$$

Esta condição em conjunto com a (23) resulta em:

$$\frac{a^2}{4 \cdot \left(A_{pr} + A_{sec} \cdot \frac{1,10 \cdot V_{sec}}{V_{pr}} \right)} \geq N_{pr} \geq \frac{V_{pr}}{2f \cdot a^2 \cdot B_{sat}} \quad (33)$$

Logo:

$$a \geq \sqrt[4]{\frac{2 \cdot V_{pr}}{f \cdot B_{sat}} \cdot \left(A_{pr} + A_{sec} \cdot 1,10 \cdot \frac{V_{sec}}{V_{pr}} \right)} \quad (34)$$

O restante do cálculo do projeto de transformadores para sinais de onda quadrada é análogo ao cálculo para sinais senoidais.

Exemplo de cálculo — Vamos admitir a necessidade de um transformador com $B_{sat} = 0,9T$ para elevar a tensão de 110 V_{ca} para 220 V_{ca}, em 60 Hz, para uma carga que requer 100 W de potência, com tensão senoidal. Portanto: $V_{pr} = 110 V_{ca}$; $V_{sec} = 220 V_{ca}$; $f = 60 \text{ Hz}$; $B_{sat} = 0,9 T$.

Através da Tabela 1, adotamos a densidade de corrente elétrica $J = 2,5 \text{ A/mm}^2$. Pela fórmula (14):

$$I_{pr} = 1,15 \cdot \frac{P}{V_{pr}} = 1,15 \cdot \frac{100}{110} = 1,05 \text{ A}$$

que, dividido por J , resulta em:

$$\frac{1,05 \text{ A}}{2,5 \text{ A/mm}^2} = 0,42 \text{ mm}^2$$

Consultando a Tabela 2, concluímos que o fio primário terá bitola 20 AWG e $A_{pr} = 0,515 \text{ mm}^2 (= 0,515 \times 10^{-6} \text{ m}^2)$. Para o secundário:

$$I_{sec} = \frac{P}{V_{sec}} = \frac{100}{220} = 0,45 \text{ A}$$

que, dividido por J , resulta em:

Programa para cálculo de transformadores

```

10  REM *****
15  REM PROJETO DE TRAFOS
20  REM ELABORADO POR:
25  REM BERNARDO SEGAL
30  REM EM AGOSTO DE 1.985
33  REM REVISAO — 1.0
35  REM *****
36  REM
37  REM
40  HOME
50  GOSUB 1000
60  GOSUB 1100
65  GOSUB 1100
70  PRINT "* PROJETO DE TRANSFORMADORES *"
80  GOSUB 1100
90  PRINT "* MONOFASICOS DE FERRO TIPO E-I *"
105 GOSUB 1100
110 GOSUB 1000
113 PRINT
115 PRINT " ELABORADO EM AGOSTO DE 1.985 POR:"
120 PRINT : PRINT : PRINT : PRINT "-BERNARDO SEGAL"
140 FOR I = 0 TO 2000: NEXT I: PRINT CHR$(7)
145 CLEAR
150 HOME : PRINT " SELECIONE A FORMA DE ONDA": VTAB 10: PRINT "A) SENOIDE"
151 PRINT : PRINT : PRINT "B) QUADRADA": VTAB 20: INVERSE : INPUT "DIGITE SUA OPCAO →": F$: NORMAL
152 IF F$ = "A" THEN K1 = 4.44:K2 = 4 / K1: GOTO 155
153 IF F$ = "B" THEN K1 = 2:K2 = 2: GOTO 155
154 GOTO 150
155 HOME
160 PRINT : PRINT : PRINT "DIGITE A FREQUENCIA DE OPERACAO (EM HZ)": INPUT "": F
170 PRINT : PRINT : PRINT "DIGITE O B DE SATURACAO (EM TESLA)": INPUT "": BS
180 PRINT : PRINT : PRINT "DIGITE POTENCIA NO SECUNDARIO (WATTS)": INPUT "": P
190 PRINT : PRINT : PRINT "DIGITE TENSao EFICAZ PRIMARIO (VCA)": INPUT "": V:PR
200 PRINT : PRINT : PRINT "DIGITE TENSao EFICAZ SECUNDARIO (VCA)": INPUT "": VSEC
210 INVERSE : PRINT : PRINT : INPUT "DESEJA ALTERAR PARAMETROS (S/N)?": A$
215 NORMAL
220 IF A$ <> "N" THEN GOTO 145
230 HOME
250 GOSUB 1200
260 IPR = 1.15 * P / VPR:APR = IPR / J:AREA = APR: GOSUB 1300
265 IF W = 1 THEN END
270 BP = AREA:C = B
290 ISEC = P / VSEC:ASEC = ISEC / J:AREA = ASEC: GOSUB 1300
295 IF W = 1 THEN END
300 BW = AREA:D = B
310 A = ((K2 * VPR * (BP + (BW * 1.1 * VSEC / VPR)) * (1E - 06) / F / BS) ^ .25) * 1000
315 GOSUB 1600
318 IF W = 1 THEN END
320 NPR = VPR / (((A / 1000) ^ 2) * BS * F * K1):
325 IF NPR < 1 THEN GOTO 2500
330 X = NPR - INT(NPR)
340 IF X <> 0 THEN NPR = INT(NPR) + 1
350 NSEC = 1.1 * VSEC * NPR / VPR: IF NSEC < 1 THEN GOTO 2500
351 X = NSEC - INT(NSEC)
352 IF X <> 0 THEN NSEC = INT(NSEC) + 1
355 HOME : PRINT "          LAMINA E"
360 VTAB 6: PRINT "ESPESSURA: ",A," MM"
370 PRINT : PRINT "ALTURA: ",2 * A," MM"
380 PRINT : PRINT "COMPRIMENTO: ",3 * A," MM"
390 PRINT : PRINT "COMPRIMENTO PERNA CENTRAL:          ",A," MM"
400 PRINT : PRINT "ALTURA JANELA: ",3 * A / 2," MM"
410 PRINT : PRINT "COMPRIMENTO JANELA: ",A / 2," MM"
420 GOSUB 2000
430 HOME : PRINT "          LAMINA I"
440 VTAB 6: PRINT "ESPESSURA: ",A," MM"
450 PRINT : PRINT "ALTURA:          ",A / 2," MM"
460 PRINT : PRINT "COMPRIMENTO: ",3 * A," MM"

```



```

470 GOSUB 2000
480 HOME
490 PRINT "          ENROLAMENTO PRIMARIO"
500 VTAB 6: PRINT "FIO BITOLA:"; HTAB 35: PRINT C;" AWG"
510 PRINT : PRINT "NUMERO DE ESPIRAS:"; HTAB 35: PRINT NPR
560 VTAB 14: PRINT "          ENROLAMENTO SECUNDARIO"
570 VTAB 18: PRINT "FIO BITOLA:"; HTAB 35: PRINT D;" AWG"
580 PRINT : PRINT "NUMERO DE ESPIRAS:"; HTAB 35: PRINT NSEC
590 VTAB 24: INVERSE : INPUT "DESEJA CONTINUAR (S/N) →"; Z$ NORMAL
600 IF Z$ = "S" THEN GOTO 150
610 IF Z$ = "N" THEN HOME : END
620 GOTO 480
1000 FOR I = 1 TO 40: PRINT "*****"; NEXT I: RETURN
1100 PRINT "*****"
1200 IF P <= 50 THEN J = 3.5: RETURN
1210 IF P <= 100 THEN J = 2.5: RETURN
1220 IF P <= 500 THEN J = 2.2: RETURN
1230 J = 2: RETURN
1300 IF AREA < 0.0132 THEN GOSUB 1800: W = 1: RETURN
1310 IF AREA <= 0.0154 THEN AREA = 0.0154: B = 35: RETURN
1320 IF AREA <= 0.0201 THEN AREA = 0.0201: B = 34: RETURN
1330 IF AREA <= 0.0254 THEN AREA = 0.0254: B = 33: RETURN
1340 IF AREA <= 0.0314 THEN AREA = 0.0314: B = 32: RETURN
1350 IF AREA <= 0.0415 THEN AREA = 0.0415: B = 31: RETURN
1360 IF AREA <= 0.0491 THEN AREA = 0.0491: B = 30: RETURN
1370 IF AREA <= 0.0660 THEN AREA = 0.0660: B = 29: RETURN
1380 IF AREA <= 0.0805 THEN AREA = 0.0805: B = 28: RETURN
1390 IF AREA <= 0.102 THEN AREA = 0.102: B = 27: RETURN
1400 IF AREA <= 0.126 THEN AREA = 0.126: B = 26: RETURN
1410 IF AREA <= 0.159 THEN AREA = 0.159: B = 25: RETURN
1420 IF AREA <= 0.204 THEN AREA = 0.204: B = 24: RETURN
1430 IF AREA <= 0.255 THEN AREA = 0.255: B = 23: RETURN
1440 IF AREA <= 0.322 THEN AREA = 0.322: B = 22: RETURN
1450 IF AREA <= 0.407 THEN AREA = 0.407: B = 21: RETURN
1460 IF AREA <= 0.515 THEN AREA = 0.515: B = 20: RETURN
1470 IF AREA <= 0.650 THEN AREA = 0.650: B = 19: RETURN
1480 IF AREA <= 0.818 THEN AREA = 0.818: B = 18: RETURN
1490 IF AREA <= 1.04 THEN AREA = 1.04: B = 17: RETURN
1500 IF AREA <= 1.30 THEN AREA = 1.30: B = 16: RETURN
1510 IF AREA <= 1.65 THEN AREA = 1.65: B = 15: RETURN
1520 IF AREA <= 2.09 THEN AREA = 2.09: B = 14: RETURN
1530 IF AREA <= 2.63 THEN AREA = 2.63: B = 13: RETURN
1540 IF AREA <= 3.30 THEN AREA = 3.30: B = 12: RETURN
1550 IF AREA <= 4.15 THEN AREA = 4.15: B = 11: RETURN
1560 IF AREA <= 5.27 THEN AREA = 5.27: B = 10: RETURN
1570 GOSUB 1800: W = 1: RETURN
1600 IF A <= 16 THEN A = 16: RETURN
1610 IF A <= 18 THEN A = 18: RETURN
1620 IF A <= 19 THEN A = 19: RETURN
1630 IF A <= 20 THEN A = 20: RETURN
1640 IF A <= 22 THEN A = 22: RETURN
1650 IF A <= 25.4 THEN A = 25.4: RETURN
1660 IF A <= 28.6 THEN A = 28.6: RETURN
1670 IF A <= 32 THEN A = 32: RETURN
1680 IF A <= 35 THEN A = 35: RETURN
1690 IF A <= 38 THEN A = 38: RETURN
1700 IF A <= 40 THEN A = 40: RETURN
1710 IF A <= 44.4 THEN A = 44.4: RETURN
1720 IF A <= 50.8 THEN A = 50.8: RETURN
1730 IF A <= 60 THEN A = 60: RETURN
1740 HOME : INVERSE : VTAB 12
1750 PRINT "A TABELA DOS NUCLEOS APRESENTADOS NAO ATENDE AS ESPECIFICACOES DO PROJETO"
1760 NORMAL : W = 1: RETURN
1800 INVERSE : VTAB 12: PRINT "A TABELA DE FIOS APRESENTADOS NAO SATISFAZ AS ESPECIFICACOES DO PROJE-
TO": NORMAL : RETURN
2000 VTAB 22: INVERSE : INPUT "DIGITE <CR> P/ CONTINUAR"; O$: NORMAL : RETURN
2500 HOME : VTAB 12: INVERSE : PRINT "NUMERO DE ESPIRAS MENOR DO QUE 1": NORMAL : END

```


Explicação do programa

— até a linha 37: comentários
 — da linha 40 à 140 em conjunto com as linhas 1000 e 1100: apresentação
 — da linha 145 à 230: entrada de dados
 — linha 250 em conjunto com as linhas 1200 a 1230: seleção da densidade de corrente elétrica
 — da linha 260 à 300 em conjunto com as linhas 1300 a 1570: determinação da bitola dos fios primário e secundário
 — da linha 310 à 318 em conjunto com as linhas 1600 a 1730: determinação da dimensão da perna central
 — da linha 320 à 352: determinação do número de espiras do primário e do secundário
 — da linha 355 à 620: apresentação dos resultados
 — da linha 1740 à 2500: mensagens

Se o programa for executado para o exemplo citado anteriormente, o monitor do micro mostrará os seguintes quadros:

Apresentação do programa:

PROJETO DE TRANSFORMADORES
 MONOFÁSICOS DE FERRO TIPO E-I
 ELABORADO EM AGOSTO DE 1985 POR:
 —BERNARDO SEGAL

Entrada de dados:

SELECIONE A FORMA DE ONDA
 A) SENOIDE
 B) QUADRADA
 DIGITE SUA OPÇÃO →A

DIGITE A FREQUENCIA DE OPERAÇÃO (EM HZ) 60

DIGITE O B DE SATURACAO (EM TESLA).9

DIGITE POTENCIA NO SECUNDARIO (WATTS) 100

DIGITE TENSÃO EFICAZ PRIMARIO (VCA) 110

DIGITE TENSÃO EFICAZ SECUNDARIO (VCA) 220

DESEJA ALTERAR PARAMETROS (S/N)?N

Resultados (dimensões das lâminas "E" e "I"):

LAMINA E
 ESPESSURA: 38 MM
 ALTURA: 76 MM
 COMPRIMENTO: 114 MM
 COMPRIMENTO PERNA CENTRAL: 38 MM
 ALTURA JANELA: 57 MM
 COMPRIMENTO JANELA: 19 MM
 DIGITE <CR> P/ CONTINUAR

LAMINA I
 ESPESSURA: 38 MM
 ALTURA: 19 MM
 COMPRIMENTO: 114 MM
 DIGITE <CR> P/ CONTINUAR

Resultados (enrolamento do primário e secundário):

ENROLAMENTO PRIMARIO
 FIO BITOLA: 20 AWG
 NUMERO DE ESPIRAS: 318

ENROLAMENTO SECUNDARIO
 FIO BITOLA: 24 AWG
 NUMERO DE ESPIRAS: 700
 DESEJA CONTINUAR (S/N) →N

$$\frac{0,45 \text{ A}}{2,5 \text{ A/mm}^2} = 0,18 \text{ mm}^2$$

Consultando a mesma Tabela 2, concluímos que o fio secundário terá bitola 24 AWG e $A_{\text{sec}} = 0,204 \text{ mm}^2$ ($= 0,204 \times 10^{-6} \text{ m}^2$). Pela expressão (25):

$$a \geq \sqrt{\frac{0,9 \cdot V_{\text{pr}}}{f \cdot B_{\text{sat}}} \cdot \left(A_{\text{pr}} + A_{\text{sec}} \cdot 1,10 \cdot \frac{V_{\text{sec}}}{V_{\text{pr}}} \right)} =$$

$$= \sqrt{\frac{0,9 \cdot 110}{60 \cdot 0,9} \cdot (0,515 \cdot 10^{-6} + 0,204 \cdot 10^{-6} \cdot 2,20)} =$$

$$= 0,0365 \text{ m} = 36,5 \text{ mm}$$

De posse dos valores comerciais de

núcleos de ferro que mantêm as proporções conforme a figura 1, adotamos $a = 38 \text{ mm}$. Utilizando a expressão (12):

$$N_{\text{pr}} \geq \frac{V_{\text{pr}}}{4,44f \cdot a^2 \cdot B_{\text{sat}}} =$$

$$= \frac{110}{4,44 \cdot 60 \cdot (38 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 0,9} = 317,7$$

Adotamos:

$$N_{\text{pr}} = 318$$

Pela expressão (18):

$$N_{\text{sec}} = 1,10 \cdot \frac{V_{\text{sec}} \cdot N_{\text{pr}}}{V_{\text{pr}}} = 1,10 \cdot \frac{220 \cdot 318}{110} = 699,6$$

adotamos, então:

$$N_{\text{sec}} = 700$$

Conclusão:

— tamanho da perna central: 38 mm
 — n.º de espiras do primário: 318
 — n.º de espiras do secundário: 700
 — bitola do fio primário: 20 AWG
 — bitola do fio secundário: 24 AWG

Fornecemos um programa em linguagem BASIC para microcomputadores compatíveis ao *Apple II Plus*, mas que pode perfeitamente ser adaptado para qualquer outro tipo de micro disponível no mercado.

NE

Transmissão de dados por linha telefônica

Hoje, além do transporte da voz, as linhas telefônicas servem também para a comunicação em outras formas. Conheça os processos, técnicas e meios usados nesses serviços

Este artigo tem por objetivo dar uma explanação geral sobre as principais técnicas usadas na transmissão, os meios, os processos de modulação e as medidas mais importantes realizadas em uma linha telefônica usada na transmissão de dados. Devido à constante diversificação das comunicações, com transmissão de dados em alta velocidade (até 9 600 bps), videotexto e fac-símile, há uma exigência crescente quanto à qualidade e confiabilidade. Para isso, são usados cada vez mais meios de comunicações sofisticados e precisos, com o objetivo de oferecer confiabilidade à informação transmitida.

O grau de sofisticação, tanto no processo de geração da informação como no meio de transmissão, chegou a tal ponto que hoje as concessionárias que prestam serviços de comunicações mudaram a sua denominação de empresa telefônica (que só oferecia comunicação de voz) para empresa de telecomunicações. Agora, além de voz, também oferecem uma série de outros serviços, entre eles a transmissão de dados na forma binária; por exemplo, o TRANSDATA. Por uma questão de

economia, na transmissão de dados aproveita-se a infra-estrutura já existente, ou seja, utilizam-se as linhas telefônicas e sistemas de rádio usados na transmissão de voz.

Como sabemos, aproximadamente 86% da faixa de voz (a faixa de 20 Hz a 20 kHz é reduzida para 0,3 a 3,4 kHz) é cortada pelos equipamentos e meios de transmissão, sem prejudicar a qualidade da mensagem transmitida. Mesmo que ocorra alguma anomalia no meio de transmissão — tais como ruídos, atenuação e pequenas interrupções —, na maioria das vezes, isso não impede a compreensão do nosso interlocutor; nesse caso, nossa “inteligência” restaura as deformações ocorridas, de maneira a torná-las compreensíveis.

O mesmo não acontece na transmissão de dados, pois o receptor é uma máquina programada, não sendo capaz de distinguir sinais interferentes e nem de restaurar a informação recebida mutilada. Para que a máquina não os interprete como erro, os níveis lógicos 1 e 0 transmitidos devem chegar ao receptor (ETD — Equipamento de Terminal de Dados) sem deformação, ou

seja, com a mesma forma de onda com que foram transmitidos. Quando o sinal lógico recebido está muito deformado, o ETD pode interpretar erradamente a informação; esta deve chegar do modo mais claro possível, para não provocar erros na mensagem recebida.

Tipos de modulação — Na transmissão de dados, a informação está contida na sequência de pulsos e pausas que representam, respectivamente, os estados lógicos 1 e 0. Por outro lado, as linhas telefônicas usadas na transmissão de voz não apresentam características ideais para transmitir dados na forma binária.

Para transmitir dados através de um meio formado por linha telefônica e rádio, usa-se o processo de modulação. Esse processo consiste no deslocamento do sinal binário para o espectro da faixa de voz. Para tanto, escolhe-se dentro do espectro do canal de voz um intervalo de frequência que possua características ideais, como: atenuação, rotação de fase etc. Para transmitir sinais com velocidade de 200 a 9 600 bps é utilizado o intervalo de frequência de 1 200 a 2 400 Hz. As velocidades de

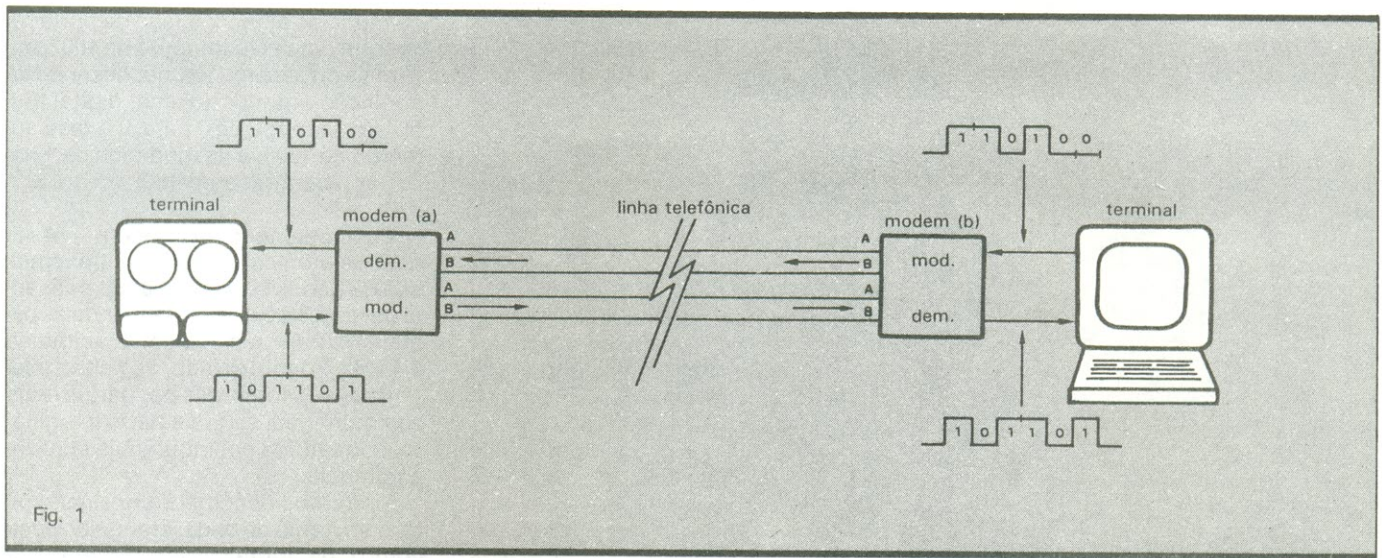


Fig. 1

Sistema básico usado na transmissão de dados.

transmissão mais usadas são: 200, 300, 600, 1 200, 2 400, 4 800 e 9 600 bps.

A modulação é conseguida alterando-se uma das características da onda senoidal da portadora de áudio, ou seja: amplitude, frequência ou fase. A modulação e a demodulação, bem como a geração da portadora, ocorrem no modem, ligado nos extremos da linha, como mostra a figura 1. Os tipos de modulação mais usados na transmissão de dados são:

- modulação em amplitude (ASK);
- modulação por chaveamento de frequência (FSK);
- modulação por deslocamento de fase (PSK).

Modulação em amplitude — A modulação em amplitude (ASK — *Amplitude Shift Keying*) é caracterizada por uma variação na amplitude da portadora, mantendo a frequência constante. Quando modulamos uma portadora senoidal com um sinal binário, formado por uma sequência de 1 e 0, a portadora aparece na saída do modulador chaveada na forma de *on-off* (fig. 2). Quando o nível lógico 1 está presente na entrada do modulador, a portadora é transmitida durante o tempo que este durar; quando está presente o nível lógico 0, a portadora é interrompida por igual tempo.

Nesse processo, a presença da portadora corresponde ao nível lógico 1 e a ausência desta, ao nível lógico 0. A modulação ASK só é usada em sistemas de baixa velocidade de transmissão, de no máximo 200 bps. O proces-

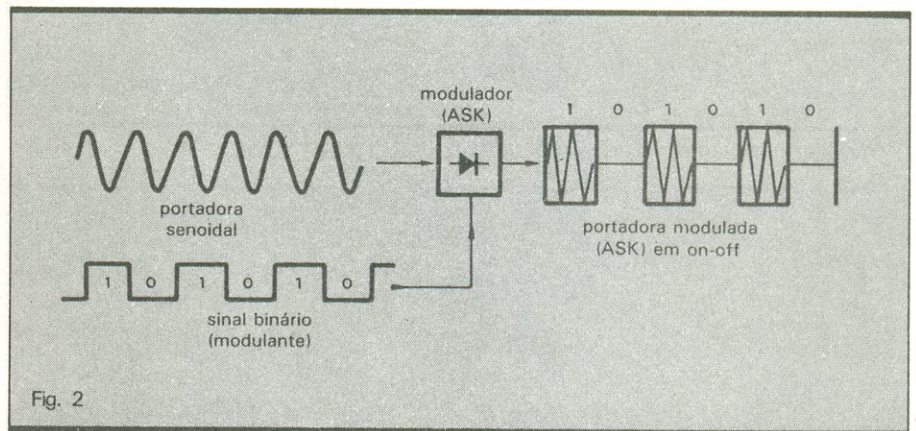


Fig. 2

Sistema de modulação em amplitude (ASK).

so de modulação é muito sensível a ruído, sendo mais usado na transmissão de sinais telegráficos de baixa velocidade.

Modulação por chaveamento de frequência — A modulação por chaveamento de frequência (FSK — *Frequency Shift Keying*) consiste no chaveamento de dois osciladores senoidais, f_0 e f_1 , sendo $f_0 \neq f_1$. Nesse processo de modulação, os osciladores são chaveados alternadamente, sendo aplicado ao meio de transmissão ora f_0 ora f_1 , conforme o nível lógico presente na entrada do chaveador.

Na modulação FSK, o chaveador converte o nível lógico 0 na frequência f_0 e o nível lógico 1 em f_1 , sendo por norma $f_0 > f_1$. Na figura 3, temos o diagrama de um modulador FSK: os osciladores f_0 e f_1 geram uma frequência

senoidal pura e a chave é comutada com a mesma velocidade do sinal lógico a ser transmitido. Dessa maneira, a cada instante, temos na saída a frequência do oscilador selecionado.

O sinal da portadora, presente na saída do modulador, é composto por duas frequências: f_0 e f_1 , as quais, como se vê na figura 4, podem ser decompostas em duas portadoras moduladas em ASK, individualmente. Esse processo de modulação, usado em velocidade de transmissão de até 2 400 bps, é imune a ruído.

Modulação por deslocamento de fase — Essa forma de modulação é caracterizada por um deslocamento na fase da portadora (PSK — *Phase Shift Keying*), de acordo com o nível lógico do sinal a ser transmitido. Nesse processo, todas as vezes que o sinal lógico

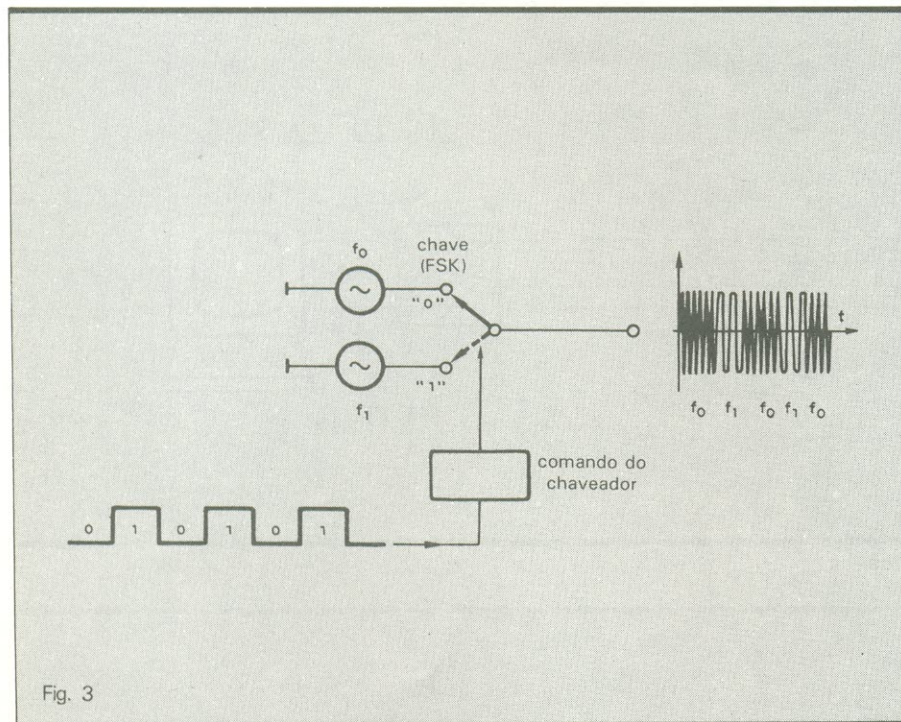


Fig. 3

Modulador por chaveamento de frequência (FSK).

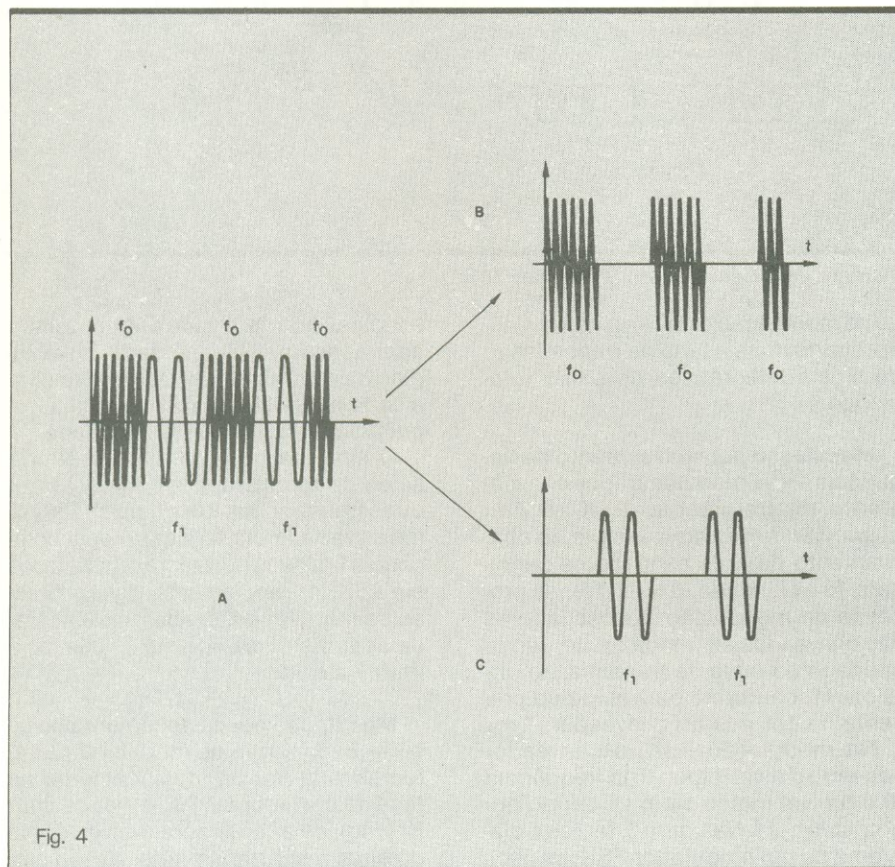


Fig. 4

Decomposição da frequência da portadora em f_1 e f_2 .

co muda de estado, a fase da portadora sofre um deslocamento de 180° , para mais ou para menos, dependendo da condição anterior do sinal digital (fig. 5). Na mudança de 0 para 1, a fase aumenta de 180° , e na mudança de 1 para 0 a fase atrasa de 180° .

Funcionamento do modem — As linhas telefônicas usadas na transmissão de dados têm uma banda passante útil de 0,3 a 3,4 kHz, atenuando as demais frequências que estão acima de 3,4 kHz. Por outro lado, as linhas telefônicas são formadas por partes reais e imaginárias, sendo a parte imaginável constituída por indutância e/ou capacitância.

Se formos decompor um sinal digital com forma de onda retangular ideal, como o da figura 6a, vamos notar que este é composto por diversas frequências harmônicas múltiplas inteiras da frequência de repetição, formando um espectro contínuo, como se nota na figura 6b. Para se transmitir esse sinal retangular através de uma linha (LC), se não for tomada nenhuma precaução, quando o sinal digital for recuperado, não terá mais a mesma forma de onda retangular com que aplicado na entrada; estará totalmente deformado, com alta taxa de distorção.

A distorção é causada pela atenuação das frequências que estão acima de 3,4 kHz, que compunham o sinal digital inicialmente. Para resolver esse problema, o sinal digital, antes de ser transmitido, é convertido em tons de áudio que são enviados pela linha telefônica, como se fosse um tom de áudio comum. No outro extremo da linha, é usado um circuito com função inversa, ou seja, que converte o tom de áudio, onde está contida a mensagem digital, em sinais binários.

O circuito responsável por essa função é o modem, formado por um modulador e por um demodulador, sendo que o modulador é usado na transmissão e o demodulador, na recepção. O meio de transmissão básico é uma linha telefônica, com dois fios ou com quatro fios, e dois modems, situados um em cada extremo da linha, como na figura 1. Os dados, onde está contida a mensagem que o modem recebe do ETD, vêm na forma binária, isto é, são constituídos de uma seqüência de zeros e uns; o mesmo acontece com o sinal que o modem entrega ao ETD, ligado no final da linha.

O modem opera da seguinte maneira:

ra: a seção de transmissão do modem do lado A converte os sinais digitais recebidos do ETD em um tom posicionado dentro da faixa de áudio, o qual é transmitido através da linha, obedecendo às mesmas características do sinal de voz. A seção de recepção do modem do lado B converte o tom recebido em sinais digitais, com uma seqüência de

1 e 0, de onde são enviados ao ETD do lado B.

Na figura 7 temos o diagrama simplificado de um modem convencional. Os sinais digitais na saída do ETD são aplicados à entrada do modulador, na seção de transmissão, formada por dois osciladores (modulação FSK), que geram as freqüências f_0 e f_1 . O modu-

lador, em si, consiste numa chave eletrônica, comandada pelo sinal lógico; na presença do nível lógico 0 é selecionado o oscilador f_0 , sendo a sua freqüência transmitida através da linha; quando está presente o nível lógico 1, é selecionado o oscilador f_1 .

A freqüência do oscilador selecionado vai a um amplificador de ganho variável, no qual podemos ajustar o nível de saída para o valor desejado. O filtro passa-faixa, a seguir, tem uma banda suficientemente larga para deixar passar f_0 e f_1 e rejeitar as demais freqüências. No caso de transmissão simplex ou semidúplex, o sinal vai a uma híbrida de três direções, de onde é transmitido para a linha. No caso de transmissão dúplex, o sinal da saída do filtro é aplicado diretamente à linha (comunicação com quatro fios). O sinal recebido do lado B é acoplado à porta 3 da híbrida, sendo daí aplicado à entrada do FPF (RX), onde são selecionadas as freqüências f_0 e f_1 . Na transmissão dúplex, o sinal recebido é aplicado diretamente à entrada do filtro, sem passar pela híbrida.

O amplificador de ganho variável (CAG), a seguir, é responsável pela elevação no nível do sinal recebido para um valor desejado, aplicado à entrada do demodulador/detector. Mesmo que o nível do sinal recebido sofra uma variação entre 0 e -48 dB, o amplifica-

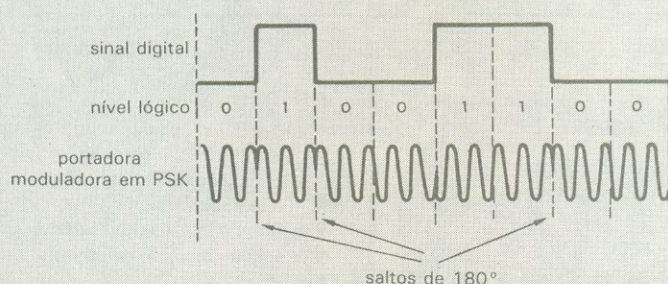


Fig. 5

Sistema de modulação por chaveamento de fase (PSK).

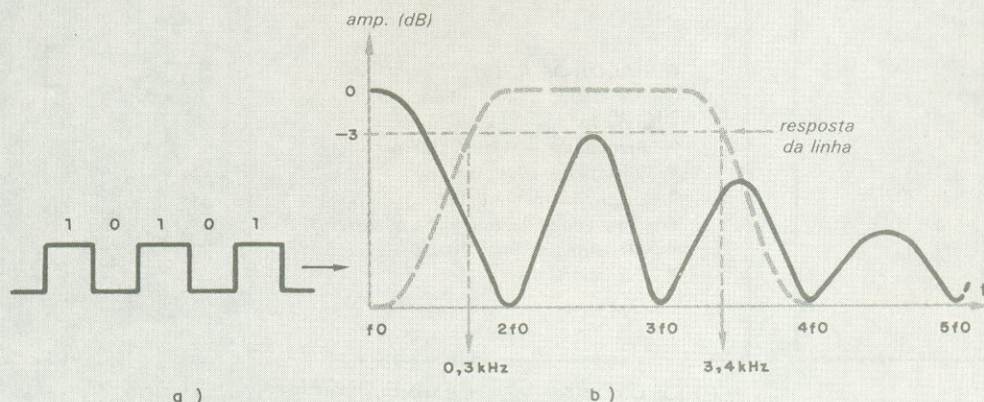


Fig. 6

Decomposição de um sinal digital nos seus harmônicos e resposta da linha.

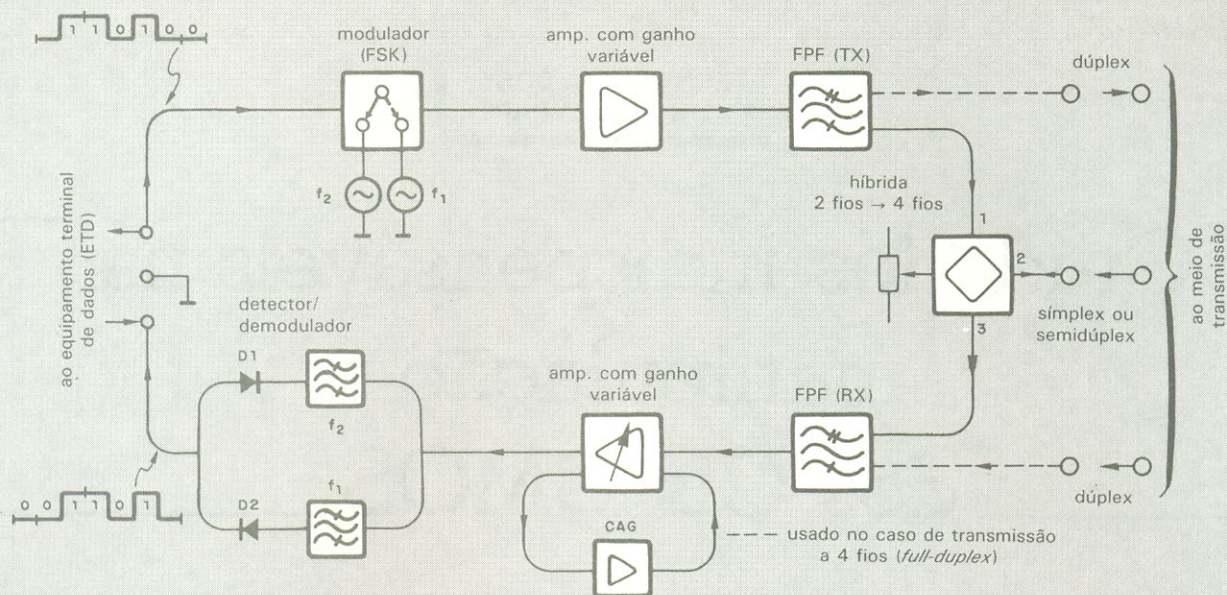


Fig. 7

Diagrama de blocos simplificado de um modem.

dor corrige esta variação de maneira a manter o nível na saída constante. O sinal recebido, após ter sido devidamente amplificado, é demodulado, recuperando-se assim o sinal digital recebido do lado B. O sinal digital recuperado é enviado ao ETD do lado A.

Modo de transmissão — Entendemos como modo de transmissão a sequência em que é possível fazer uma troca de informações entre dois terminais de dados. Há basicamente três arranjos possíveis para conseguir-se tal objetivo, que são: simplex, semidúplex e dúplex.

Simplex: No modo simplex, a mensagem flui sempre em uma direção. Um dos terminais, por exemplo, o terminal B, só recebe, mas não transmite; por sua vez, o terminal oposto só transmite e não recebe. Na figura 8a, temos um exemplo de sistema de comunicação no modo simplex; neste modo, só é possível estabelecer-se a troca de informações em uma direção, de A para B, ou de B para A, ou seja, comunicação unidirecional. Uma vez definida a direção de transmissão, a troca de informações só se dá na direção estabelecida.

Semidúplex: No modo de operação semidúplex (*half-duplex*), podemos transmitir e receber nas duas direções alternadamente, ou seja, em uma por vez. Durante um certo intervalo de tempo, transmitimos em uma direção, por exemplo, de A para B, e no intervalo seguinte transmitimos no sentido inverso, ou seja, de B para A (fig. 8b). Neste processo, normalmente é usado só um par de fios como meio de transmissão, para comunicar-se nas duas direções. No fim de cada informação, inverte-se

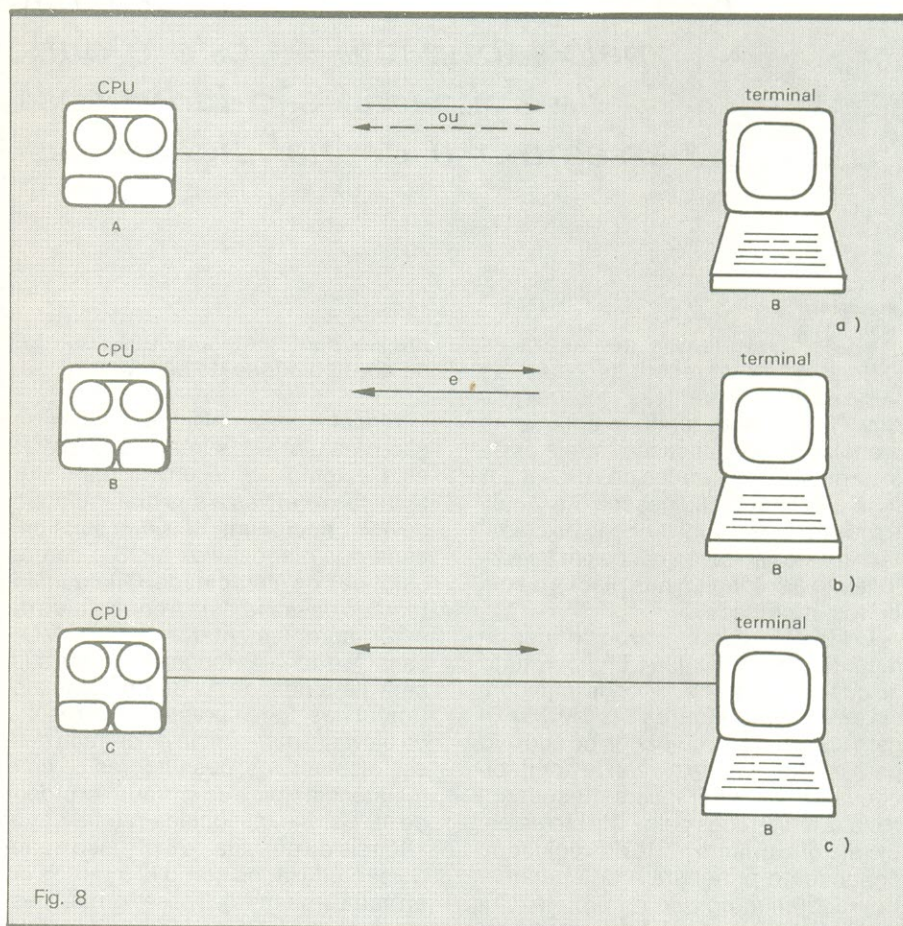


Fig. 8

Transmissão de dados nos modos simplex (a), semidúplex (b) e dúplex (c).

a direção de transmissão, estabelecendo-se a comunicação no sentido oposto.

Dúplex — No modo de operação dúplex (*full-duplex*), há troca de informações nas duas direções simultaneamente, tanto de A para B, como de B

para A. Ambos os equipamentos ligados nos extremos das linhas podem transmitir e receber informações ao mesmo tempo. Para isso, são usadas duas linhas (quatro fios), sendo um par para uma direção e o outro para transmitir na direção oposta.

Cuidados indispensáveis na manipulação dos CIs CMOS

*Não ultrapassar os valores máximos especificados
pelo fabricante — este e outros cuidados
de aplicação são indispensáveis para
assegurar a confiabilidade dos CIs CMOS*

Estudamos até agora as características estáticas e dinâmicas dos integrados CMOS, abordando prontamente tecnologias de fabricação e projetos de sistemas. Agora, vamos nos preocupar com a manipulação desses CIs, analisando com especial atenção os cuidados que devem ser tomados em sua colocação e soldagem nas placas de circuitos impressos.

Evidentemente, em razão de suas diferenças com a família LTT, sobretudo no que se refere aos níveis de impedância de entrada-saída, os CIs CMOS exigem uma série de cuidados no seu uso para a obtenção de níveis de confiabilidade operacional iguais ou superiores aos registrados pelos CIs bipolares. É claro que grande parte dos cuidados depende do projetista e dos parâmetros adotados por ele no projeto. Outras atenções dizem respeito ao traçado do circuito impresso e às interligações dos vários componentes. Todavia, os cuidados talvez mais importantes são aqueles relacionados com a fase de montagem e testes, no sentido de que não sejam ultrapassados os valores máximos especificados pelo fabricante. Isto é necessário para que se evitem rejeições de placas inteiras de im-

presso, bem como a redução do nível de confiabilidade do sistema.

Dificuldades ambientais — A utilização crescente dos integrados CMOS está exigindo o desenvolvimento de técnicas relativas à sua manipulação, devido principalmente à alta sensibilidade dos dispositivos MOS a cargas estáticas de eletricidade. Qualquer integrado dessa família é constituído de pares complementares de TEC-MOS canal N e canal P, todos eles muito suscetíveis a descargas de energias eletrostáticas. Esta característica resulta da elevada impedância de entrada desses dispositivos; possuidores de uma resistência típica de entrada da ordem de 10^{12} ohms, associada a uma capacitância de entrada de 5 pF (isso quando são utilizados como elementos de entrada em um CI). Dessa forma, mesmo cargas eletrostáticas de pequeno valor podem dar origem a tensões de entrada com amplitude suficiente para perfurar o óxido fino de porta, cuja espessura hoje utilizada é de no máximo 0,1 μm . Para piorar ainda mais a situação, registre-se a ocorrência de defeitos locais, como furos ou defeitos de rede, que reduzem substancialmente a rigidez dielétrica. Sem defeitos, ela su-

porta um campo de 8 a 10 milhões de volts/cm, mas, em caso positivo, fica reduzida ao patamar de 3 a 4 milhões de volts/cm. Assim, para um óxido de 0,1 μm , temos apenas de 30 a 40 volts para ruptura. Este valor, então, passa a se constituir num limitante da máxima tensão porta-substrato que pode ser aplicada num dispositivo MOS. Nos TEC-MOS mais modernos, onde a espessura do dielétrico pode ser de apenas 200 Å (0,02 μm), a tensão de ruptura atinge tão-somente de 6 a 8 volts.

Deste modo, quando for aplicada uma tensão maior ao dispositivo, oriunda, por exemplo, de uma descarga estática, ocorrerá um dano permanente — um curto direto para o substrato do terminal V_{cc} , do terminal de saída, ou de qualquer terminal de entrada. É importante lembrar que a eletricidade estática existe em qualquer ambiente mais ou menos seco. Uma pessoa andando sobre um piso pode eventualmente gerar tensões de vários milhares de volts. Do mesmo modo, um técnico sentado em uma bancada, escorregando seus braços e esfregando-se no assento, pode também carregar-se com elevado potencial estático. Diversos estudos foram feitos para avaliar os potenciais estáticos que podem se

Geração de tensões eletrostáticas em diferentes condições

Tabela 1

CONDIÇÃO	Leitura mais comum (volts)	Leitura máxima (volts)
Pessoa caminhando num carpete	12 000	39 000
Pessoa caminhando em piso de vinil	4 000	13 000
Pessoa trabalhando numa bancada	500	3 000
Carcaça plástica 16 pinos dual em linha	3 500	12 000
Carcaça 16 pinos DIP em tubo plástico	500	3 000

Umidade relativa variando de 15% a 30%.

manifestar em ambientes comuns ⁽¹⁾, ⁽²⁾. Na Tabela 1, foram estipulados valores potenciais para diferentes situações. Evidentemente, a umidade ambiente tem um enorme efeito no valor da carga estática desenvolvida, pois ela cria trajetos de fuga para a terra, reduzindo dessa forma a acumulação de cargas.

Malhas de proteção de entrada mais comuns — Em vista do que já abordamos, é necessário delinear um circuito para ser colocado na entrada dos dispositivos TEC-MOS. Na figura 1, apresentamos o circuito de proteção padrão utilizado nas séries 4000 A e B e na 74C. Nele, o resistor série R_S de 200 Ω serve para limitar a corrente, em caso de se aplicar à entrada um transitório de tensão muito elevado. Este resistor é formado por uma difusão P^+ . Associada a este resistor temos uma malha distribuída de diodos, voltados para V_{CC} , cuja função é limitar os transitórios positivos de tensão. Um diodo adicional D_3 , dirigido para $-V_{SS}$, limita o valor dos transitórios negativos por condução direta. A função dos demais diodos D_3 , D_4 e D_5 é de proteção da saída.

A série QMOS, da RCA, utiliza, por sua vez, um circuito de proteção de entrada mais sofisticado na prevenção de cargas eletrostáticas. Esta rede, ilustrada na figura 2, protege contra transitórios de até 2 kV aplicados de diferentes formas no circuito em teste. Estas formas estão contidas na figura 3, e o circuito utilizado para gerar o transitório de teste, na figura 4⁽³⁾.

Devido ao circuito de proteção, os CIs CMOS apresentam uma pequena corrente de entrada. Por exemplo, nas versões QMOS, HC e HCT, esta corrente é inferior a 10 pA (para toda faixa de operação desses integrados, a corrente é especificada em $\pm 1 \mu A$). Na hipótese da tensão de entrada ultrapassar a $+V_{CC}$ ou cair para 0,5 V abaixo da tensão de terra, os diodos de entrada passam a conduzir, limitando a excursão de tensão entre esses pontos. A corrente máxima de entrada, neste caso, não deve ultrapassar ± 20 mA. Caso haja risco de isso ocorrer, deve-se usar um resistor suplementar externo de proteção que limite a corrente àquele patamar.

O circuito de proteção de entrada aqui utilizado introduz um transistor parasitário entre duas entradas adjacentes, como mostra a figura 5. Este tran-

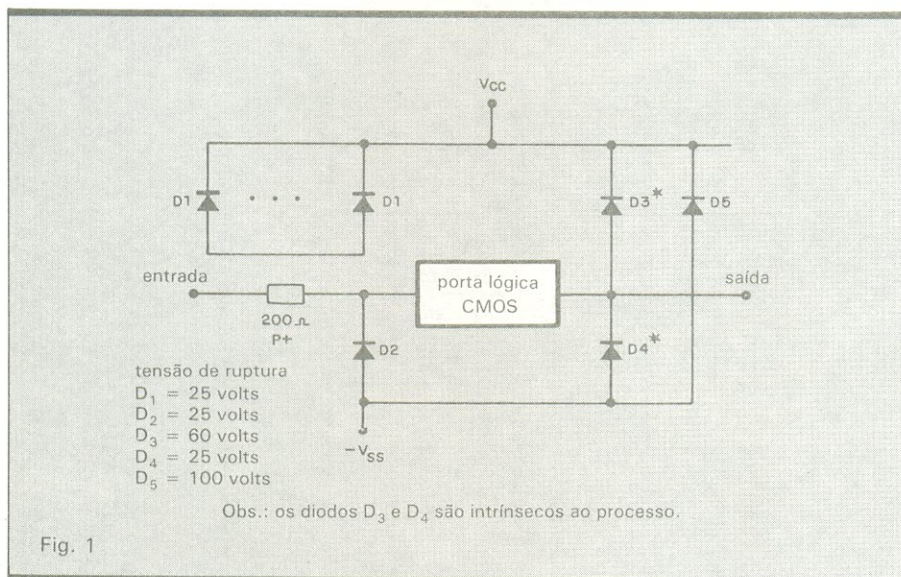


Fig. 1

Malha de proteção de entrada e saída.

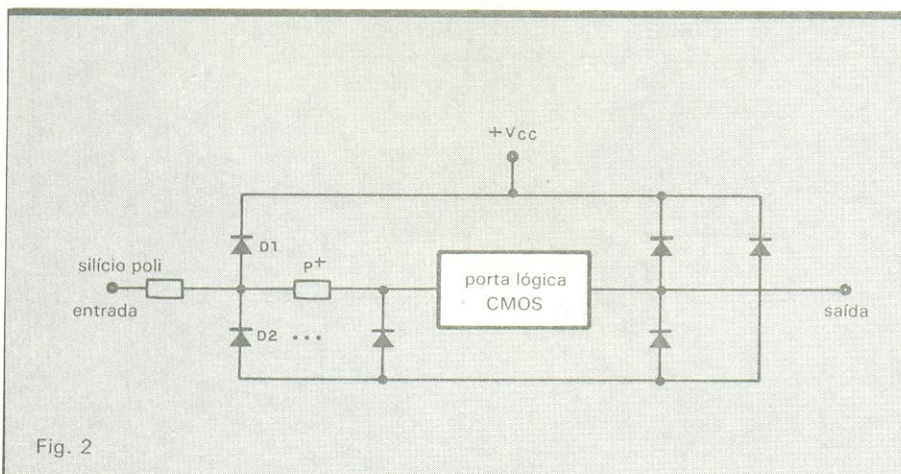


Fig. 2

Proteção diodo-resistor utilizada nos CIs CMOS e QMOS, para a proteção do óxido de porta de entrada contra os danos causados pelas cargas eletrostáticas.

sistor pode ocasionar interação indesejável entre entradas adjacentes, se uma das entradas estiver em $+V_{cc} + V_{\text{diodo}}$. No projeto dos CIs QMOS, este problema é contornado impedindo-se que o seu α ultrapasse 0,05. Desta forma, eliminamos quaisquer dificuldades que eventualmente poderiam surgir.

Na figura 6, temos uma malha de proteção de entrada para o acoplador CD4049/CD4050. Retiramos, neste caso, o diodo distribuído para $+V_{cc}$, para permitir que a tensão de entrada ultrapasse este valor. A figura 7 mostra-

nos o circuito de proteção utilizado numa porta de transmissão, na qual não são utilizados resistores série adicionais para não afetar a resistência da porta de transmissão.

As séries mais antigas CD4000 e 74C também utilizam para teste de transitórios capacitores de 100 pF e R_f de 1 500 Ω , embora com valores de alta-tensão de 400 V^{(4), (5)}. Quanto à proteção de saída dos CIs CMOS, ela é feita normalmente com a utilização dos próprios diodos intrínsecos. Esses diodos correspondem às junções dreno-substrato do TEC-MOS canal P e à jun-

ção dreno-cavidade P do TEC-MOS canal N. Esta malha de saída oferece proteção a níveis de tensão superiores a 3 kV em todos os modos de teste de saída apresentados na figura 3.

Regras de manipulação — Vimos que é possível a geração de tensões eletrostáticas capazes de destruir o CI, mesmo que este tenha um excelente circuito de proteção em sua entrada. Com o objetivo de impedir tais eventos catastróficos, podemos recorrer a precauções bastante simples, capazes de reduzir as perdas a um nível não signi-

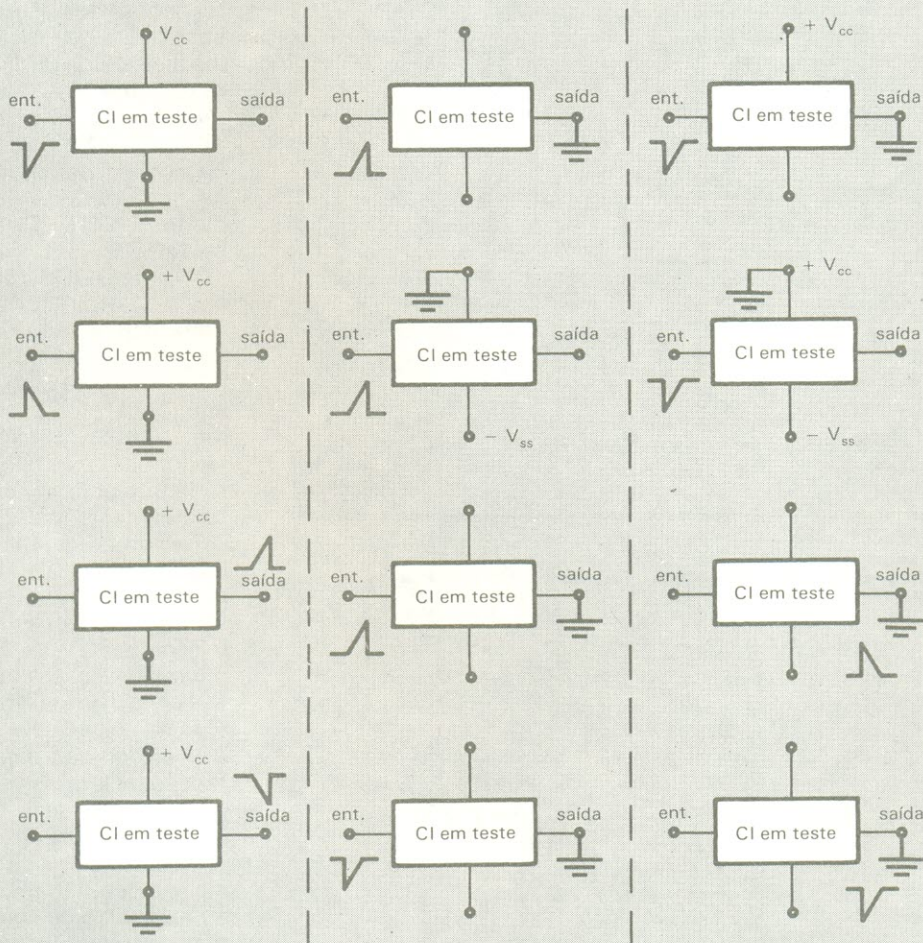


Fig. 3

Modos de entrada de pulsos de ruído em QMOS.

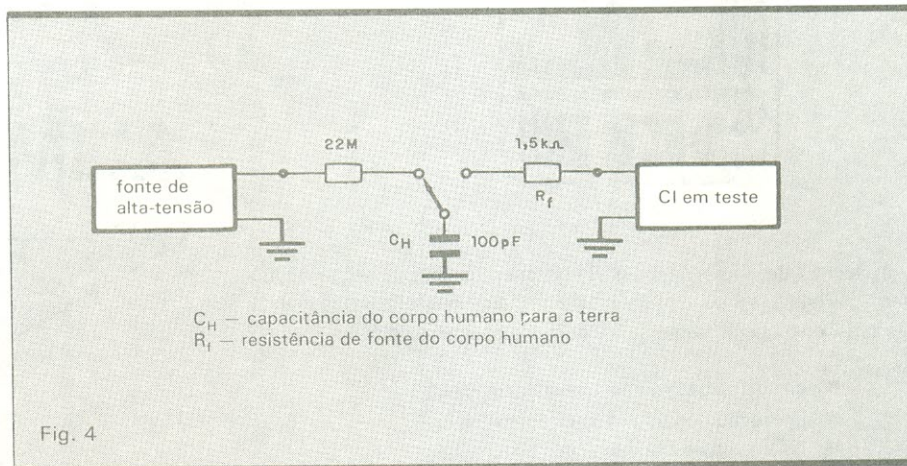
ficativo. Na manipulação de CIs não montados, devem-se evitar diferenças de potenciais entre os seus terminais. É aconselhável, neste caso, o uso de transportadores condutivos, tais como trilhas ou espumas (condutivas). Além disso, devem ser observadas as seguintes regras:

- a) A soldagem de $+V_{CC}$ deve ocorrer antes da soldagem de $-V_{SS}$ (ou terra).
- b) As pontas de ferro de solda, as partes metálicas dos fixadores, as ferramentas, bem como os demais recursos de manipulação dos dispositivos, necessitam ser aterradas.
- c) Deve-se evitar inserir ou remover CIs dos circuitos com a tensão de alimentação ligada, pois a tensão transiente pode provocar danos permanentes.
- d) É aconselhável cobrir a bancada de serviço com uma placa condutiva aterrada (as áreas de teste também devem ter pisos condutivos).
- e) Deve existir um alerta sistemático contra cargas eletrostáticas por parte de todo o pessoal que manipula CIs CMOS ou submontagens. Mecanismos com alimentação automática que sejam utilizados para testes, por exemplo, devem estar isolados do dispositivo em teste no ponto onde os dispositivos são conectados ao conjunto de testes. Isto é absolutamente necessário, visto que o trajeto de transporte dos CIs, pelo contínuo arrasto, gera níveis consideráveis de cargas eletrostáticas. O aterramento apropriado do equipamento ou o uso de ventiladores ionizantes podem eliminar este problema.

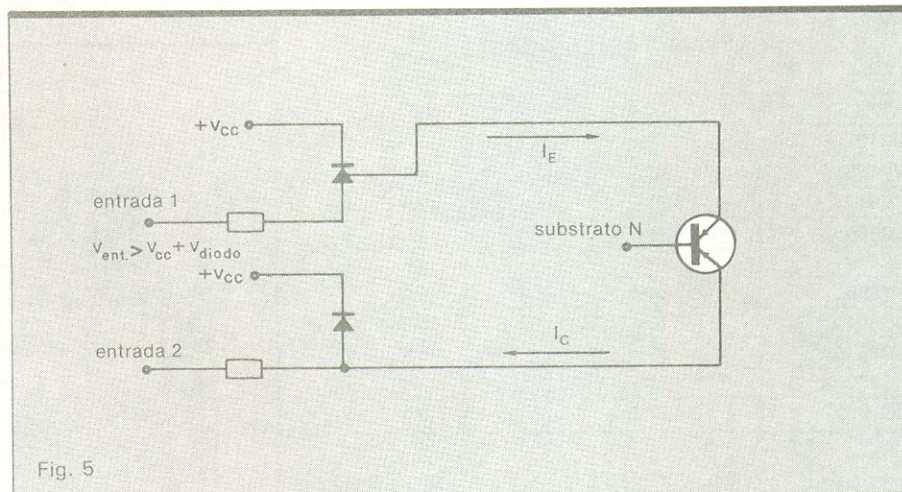
Mesmo após a montagem dos CIs no circuito impresso é preciso ter alguns cuidados, pois, até que as suas placas sejam inseridas no sistema completo, elas não significam mais do que simples prolongamento dos terminais dos CIs montados nos cartões. Considera-se boa prática colocar grampos ou fitas condutivas nos terminais dos referidos cartões, para evitar que através deles sejam transmitidas cargas eletrostáticas para os CIs.

Na Tabela 2, temos um resumo das recomendações que devem ser implementadas para reduzir as perdas. A rigor, na manipulação dos dispositivos CMOS, podem ocorrer as seguintes situações de falha:

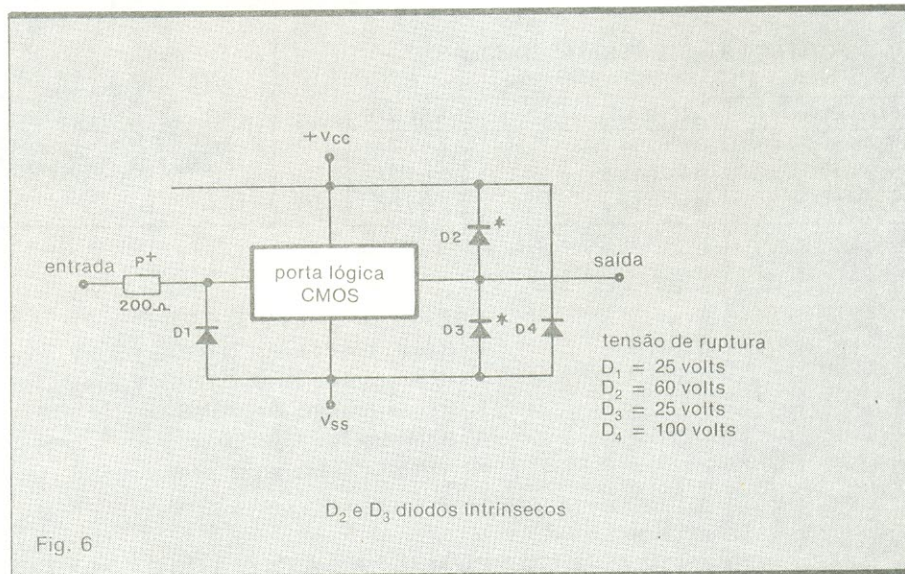
- a) *Eletricidade estática de baixo nível* (variando de 1 a 4 kV). O diodo de entrada é carregado, enquanto as correntes de fuga de entrada, cujo valor pode atingir 1mA (através dos diodos), podem provocar falhas permanentes.



Circuito para testar a resistência dos CIs QMOS em relação às descargas eletrostáticas.



Transistor parasitário gerado pela malha de proteção de entrada.



Malha de proteção de entrada para os acopladores CD4049/4050 e MM74C901/2.

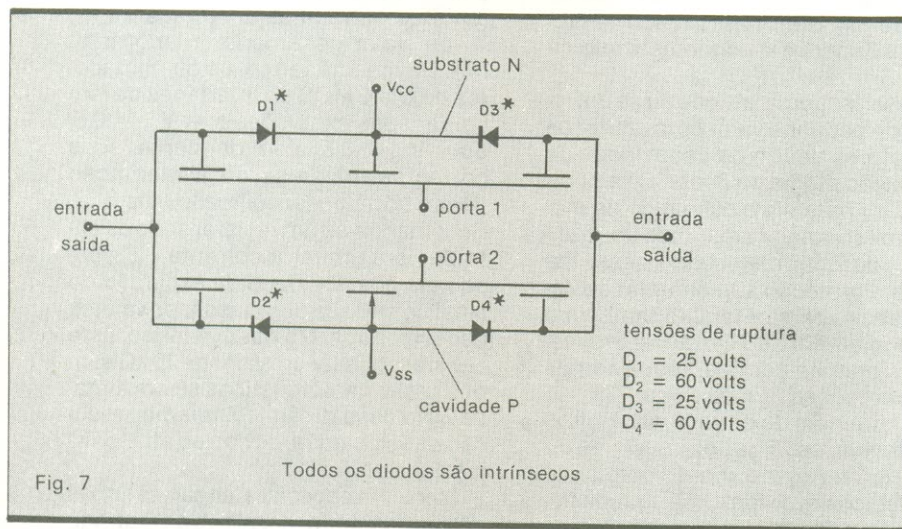
b) *Eletricidade estática de alto nível (tensões superiores a 4 kV).* Neste caso, há o risco dos óxidos de porta serem perfurados, da mesma forma que as portas podem ser curto-circuitadas com o substrato. As entradas de $+V_{cc}$ e $-V_{ss}$ (ou terra) são entradas de baixa impedância.

Falhas desse tipo podem ser detectadas através de um traçador de curvas características, verificando-se os diodos de proteção de entrada. A degradação desses diodos, resultante da eletricidade estática, é observável nas curvas de ruptura reversa mostradas pelo

traçador. A eletricidade estática de alto nível costuma provocar o curto direto de $+V_{cc}$ e $-V_{ss}$ (ou terra). Na Tabela 2, ilustramos uma lista de recomendações que devem ser adotadas nas malhas de proteção.

Na área de recepção, os dispositivos não devem ser removidos de seus transportadores condutivos ou antieletróstatos. Caso não venham convenientemente embalados, é melhor devolvê-los ao fornecedor. São as seguintes as providências a serem tomadas na inspeção de entrada:

a) *De ordem física* — Contar as peças



Porta de transmissão com diodos intrínsecos para a proteção contra descargas eletrostáticas.

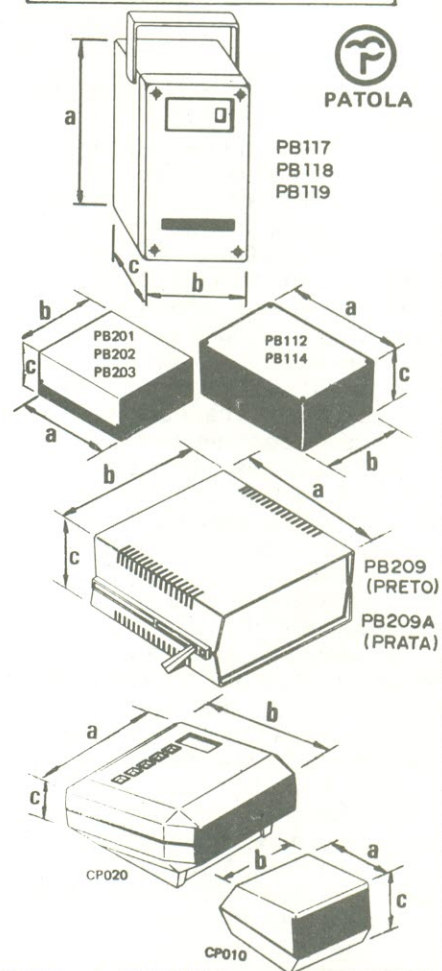
Recomendações gerais para a manipulação de CIs CMOS

Tabela 2

Providências	Deve ser condutivo	Deve ser aterrado num ponto comum
Equipamento de manipulação	X	
Ferramenta e partes metálicas de fixação		X
Bandejas de manipulação	X	
Ferros de solda		X
Coberturas de mesas	X	X
Carrosséis de transporte	X	
Pessoal de operação e manufatura	Usar pulseiras de plástico ou metálicas aterradas através de um resistor de 1 MΩ.	
Manipulação geral dos dispositivos	Usar pulseiras de plástico ou metálicas aterradas através de um resistor de 1 MΩ.	

CAIXAS PLÁSTICAS PADRÃO

(VENDAS POR REEMBOLSO, ATACADO E VAREJO)



CÓDIGO	TAMANHO			PREÇOS
	a	b	c	
<input type="checkbox"/> PB112	123	85	52 mm . . .	42.000
<input type="checkbox"/> PB114	147	97	55 mm . . .	50.400
<input type="checkbox"/> PB201	85	70	40 mm . . .	24.800
<input type="checkbox"/> PB202	97	70	50 mm . . .	36.000
<input type="checkbox"/> PB203	97	86	43 mm . . .	32.400
<input type="checkbox"/> PB117	122	83	60 mm . . .	62.400
<input type="checkbox"/> PB118	148	98	65 mm . . .	68.000
<input type="checkbox"/> PB119	190	111,5	65,5 mm . .	84.700
<input type="checkbox"/> PB209	178	178	82 (Preta) .	138.000
<input type="checkbox"/> PB209A	178	178	82 (Prata) .	163.200
<input type="checkbox"/> CP010	84	72	55 Relógio .	28.000
<input type="checkbox"/> CP020	120	120	66 Relógio .	55.500

Marque com ☒ , Valor total

Pedidos enviados até 31/03/86

Desconto de 15%

Pedidos enviados entre 01/04/86 a 30/04/86

Não há desconto

Enviar p/EMARK (Preços válidos até 30/04/86)

Nome
End.
Bairro CEP
Cidade Est.

EMARK ELETRÔNICA COMERCIAL LTDA
Rua General Osório, 185 — Tel.: 221-4779
223-1153 — CEP 01213 — São Paulo — SP

Solicite catálogo EMARK de componentes eletrônicos — GRÁTIS

sem removê-las de seus transportadores.

b) *De armazenamento* — Manter os dispositivos em seus transportadores. Mesmo a sua remoção parcial deve ser feita por um operador aterrado. Uma vez removidos os CIs, eles devem ser colocados numa bandeja condutiva.

c) *De ordem elétrica* — Realizar todos os testes com um operador aterrado. Após o seu término, colocar os dispositivos num transportador condutivo.

Na montagem de cartões, é desejável que esses possuam barras curto-circuitadoras instaladas antes da montagem e da soldagem. Quando possível, os CIs CMOS devem ser os últimos componentes a serem inseridos no cartão de impresso.

Os cartões devem ser transladados por onda para a área de soldagem em transportadores condutivos. Para a remoção de fluxo, aconselha-se o uso de um solvente apropriado. Alguns exemplos de álcoois aceitáveis: isopropanol e metanol e álcoois especiais não naturais, tais como: SDA1, SDA30, SDA34 e SDA44. Não é recomendável realizar a remoção de fluxo de integrados não herméticos e moldados em plástico em pratos de lavagem com misturas que contenham água, pois este procedimento afeta a confiabilidade dos CIs a longo prazo.

Considerações operacionais —

Agora, vamos procurar estabelecer algumas recomendações do ponto de vista operacional dos CIs. Quando o sistema prevê a operação com tensões próximas aos valores máximos de alimentação daquela família, os transientes de chaveamento liga-desliga da

fonte devem ser suprimidos, da mesma forma que é necessário cuidar da regulação da fonte e de seu nível de zumbido. Igualmente, é preciso suprimir o ruído de terra, de modo que em nenhuma circunstância seja ultrapassado o valor máximo especificado para $+V_{CC}$ ($-V_{SS}$).

Uma boa recomendação de ordem prática é utilizar o diodo de proteção Zener em paralelo com a linha de alimentação. O valor da tensão de Zener deve estar acima do valor máximo para a excursão de regulação, sem ultrapassar o máximo de tensão de alimentação especificado para a referida família de CIs. Um circuito típico de proteção a Zener está esquematizado na figura 8.

Nesse esquema, introduziu-se um resistor de pequeno valor para limitar os transistores dentro da capacidade de dissipação média do Zener. O valor do capacitor paralelo é escolhido de modo a limitar a maior amplitude dos transistórios de fonte, oferecendo, dessa forma, uma proteção suplementar ao Zener. Esse capacitor facilita também o desacoplamento do cartão de impresso dos demais cartões, reduzindo as realimentações indesejáveis.

Os terminais de entrada não utilizados devem ser ligados a $+V_{CC}$ ou $-V_{SS}$ (ou terra), de acordo com o circuito lógico envolvido. Uma entrada flutuante, devido à alta impedância da mesma, pode resultar em operação lógica falha, ou, então, em caso de valor intermediário de tensão, pode resultar numa dissipação de potência que exceda ao máximo especificado para o CI. Com isso, podemos ter danos permanentes no referido componente. Ou-

tra consideração — agora para os CIs de maior potência — refere-se à necessidade de um resistor ligado às entradas e voltado para $+V_{CC}$ ou $-V_{SS}$ (ou terra), na hipótese de existir qualquer possibilidade dessas entradas tornarem-se temporariamente abertas ou desconectadas. Isto pode ocorrer, por exemplo, se o cartão de circuito impresso que alimenta os CIs de alta corrente for removido do chassi com a potência ligada. Os valores típicos desses resistores situam-se entre 200 Ω e 1 M Ω .

Os sinais de entrada não devem ser aplicados se a tensão de alimentação estiver desligada, a menos que a corrente de entrada seja limitada a $i_{em\acute{a}x}$ — um valor geralmente inferior a 10 mA. Da mesma forma, os alimentadores de CIs CMOS de interfaces devem limitar suas excursões a $+V_{CC} + 0,5$, ou $-V_{SS} - 0,5$, além de manter suas correntes máximas de alimentação dentro do valor especificado para $i_{em\acute{a}x}$. Recomenda-se um resistor série de entrada para limitar a corrente $i_{em\acute{a}x}$, caso haja possibilidade da excursão do sinal de entrada ultrapassar os valores especificados. No caso estático, este resistor pode ter um valor de 10 k Ω sem que essas características sejam afetadas. No caso dinâmico, teremos redução da velocidade, devido ao atraso RC introduzido.

Merecem especial atenção as linhas de alimentação de sinal de entrada muito longas, nas quais a alta indutância associada pode ampliar a suscetibilidade à indução de grandes transistórios de ruído ambiental. Nesses casos, recomenda-se um resistor série, seguido de um capacitor paralelo ligado entre a entrada correspondente e a terra. O valor desse capacitor deve ser o maior possível, embora consistente com a velocidade do sistema.

Vimos que na maior parte dos CIs CMOS a capacitância de entrada é de 5 pF. Já os acopladores podem apresentar uma capacitância de entrada de 15 pF. As transições mais lentas do sinal de relógio são de 5 a 15 μ s; transições ainda mais lentas que estas podem provocar comportamento errático, devido à superposição de sinais de ruído. Quando vários CIs são alimentados pelo mesmo sinal do relógio, o tempo de subida do mesmo (relógio) deve ser mantido num valor inferior à soma dos tempos de propagação, ao tempo de transição de saída e ao tempo de predisposição. Esta regra inclui a maior parte dos biestáveis e dos registrado-

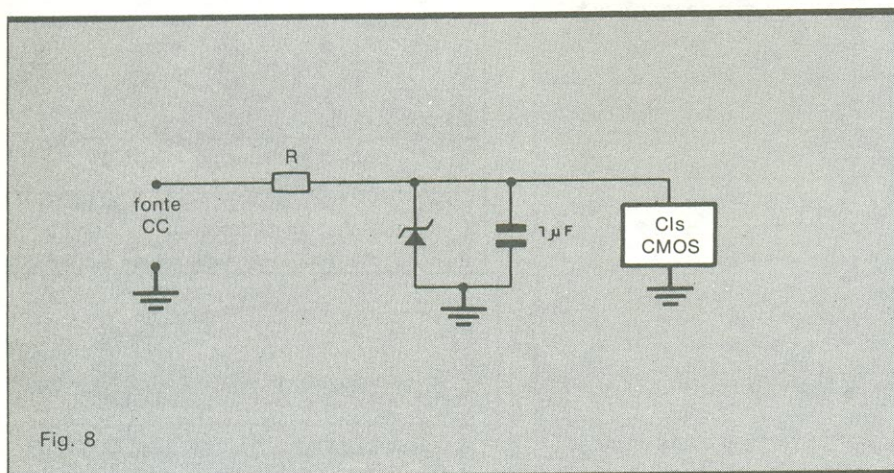


Fig. 8

Circuito de proteção a transistórios de fonte.

res de deslocamento (em caso de dúvida, consulte o manual de características).

O curto-circuitamento da saída para $+V_{cc}$ ou para $-V_{ss}$ (ou terra) pode fazer com que seja ultrapassada a máxima dissipação de potência permissível para o CI. De modo geral, as saídas dos CIs CMOS podem operar curto-circuitadas com segurança se $(V_{cc} - V_{ss}) \leq 5$ volts. Mas em todos esses casos, o melhor mesmo é consultar o manual de características.

A operação em tensões superiores às especificadas pode provocar o mecanismo de disparo do retificador controlado de silício parasitário, provocando o arcocho, que normalmente leva à destruição do CI. Por isso, deve-se evitar quaisquer transitórios, além de cargas muito elevadas, quando se opera com tensões de alimentação próximas às máximas especificadas.

Alimentação de reserva por baterias — Os sistemas CMOS, principalmente as memórias MAD, empregam alimentação de reserva por bateria em um grande número de casos. Isto porque os controladores industriais, os subsistemas de aquisição de dados, os equipamentos de comunicações, os relógios em tempo real, os processadores em automóveis e outros subsistemas programacionais contêm informações muito importantes para serem perdidas, em caso de uma interrupção no fornecimento de energia. Nessas aplicações, os CIs CMOS e, em particular, os subsistemas MAD CMOS podem significar um complemento da memória, ou podem ainda representar uma área protegida do sistema ou da memória, onde todos os parâmetros importantes são armazenados. A maior parte das memórias CMOS retém o seu conteúdo com uma tensão de alimentação de 2 volts. Com isso, temos tipicamente o uso de duas pilhas comuns para formar a fonte de alimentação de reserva.

Há uma série de cuidados a serem observados nos circuitos de fonte de alimentação de reserva. Em primeiro lugar, os níveis de entrada dos MAD CMOS, como nos demais CIs CMOS, nunca devem exceder à tensão de alimentação de reserva em mais de 3,0 volts, na operação normal, e em 0,5 volt, na operação com falta de energia. Em segundo lugar, não devemos permitir que alguns níveis MAD CMOS fluam durante as transições das fon-

tes de alimentação. Em terceiro lugar, a orientação é não acessar as memórias até que tenha decorrido pelo menos um ciclo após a fonte ter atingido o mínimo da tensão de operação.

No caso de aplicações com fonte de alimentação de reserva é indispensável que os integrados CMOS sejam isolados do sistema de alimentação principal (alguns cuidados precisam ser observados nos circuitos de isolação para que as entradas não ultrapassem a alimentação dos CIs CMOS). Na figura 9 apresentamos diferentes circuitos que permitem a alimentação de reserva por baterias. E, na figura 9a, temos um único diodo D_1 , isolando a bateria da fonte principal de alimentação de potência. Se utilizarmos um diodo de silício, a tensão da fonte isolada estará 0,7 volt abaixo da tensão de alimentação do resto do sistema. Se forem utilizados alimentadores LTT ou MOS padrões, conectados em outras fontes, diferentes do V_{cc} dos CIs CMOS, as entradas não poderão ultrapassar em 0,5

volt a alimentação desses CIs. Este problema pode ser remediado pela utilização de diodos de germânio ou de alimentador coletor ou dreno aberto com resistores levantadores pendurados no $+V_{cc}$ dos CIs CMOS. Na figura 9b e 9c, adicionou-se um diodo D_2 , que elimina o diferencial de tensão do resto do sistema. A tensão de alimentação pode ser ajustada dessa forma para compensar a queda de 0,7 volt. Na figura 9c, temos ainda o diodo D_3 para a redução da impedância da fonte de alimentação de reserva, que pode se constituir numa providência importante caso a área protegida do CI CMOS solicite corrente apreciável. Eventualmente, podemos utilizar para a alimentação um transistor PNP, que reduz a diferença (de alimentação) para 0,2 volt.

Durante a alimentação de reserva é importante considerar as entradas que podem se tornar flutuantes. Algumas memórias CMOS, por exemplo, exigem que todas as entradas de endereços, dados ou seleção de pastilha sejam

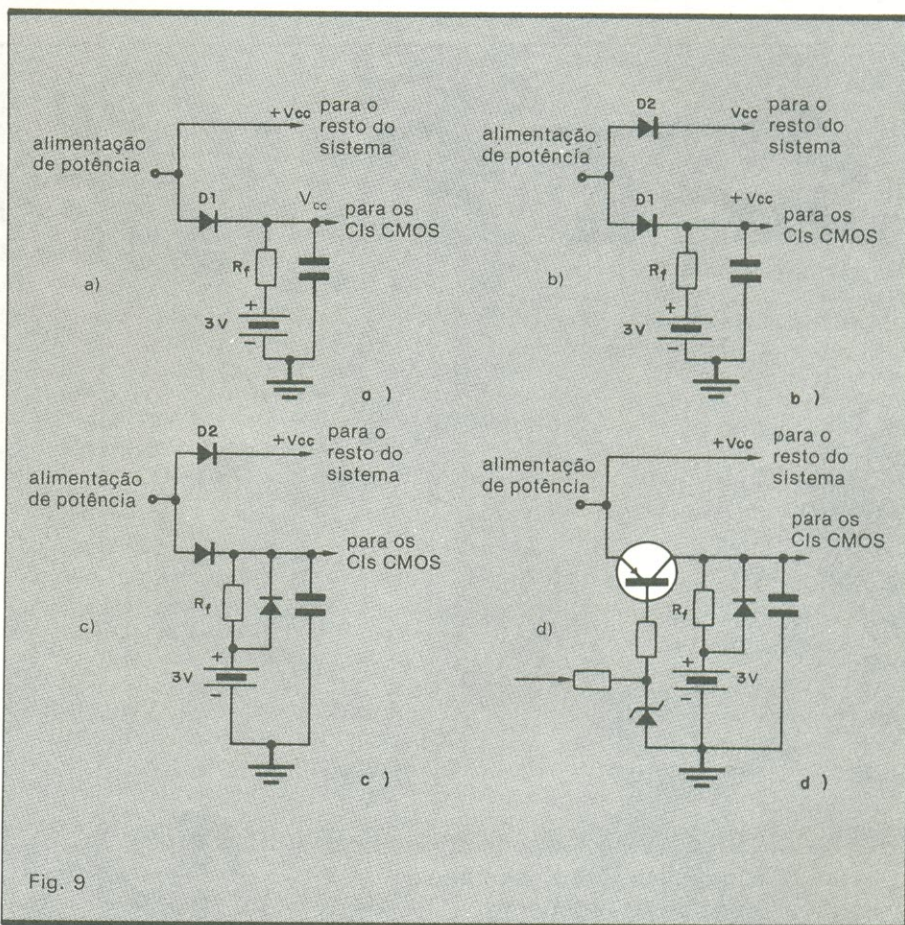


Fig. 9

Circuitos para introduzir a fonte de alimentação de reserva.

mantidas em zero ou no $+V_{cc}$ dos CIs desta família, para assegurar a retenção dos dados correntes. Em outros casos, a exigência se limita ao controle da entrada de seleção de pastilha. De qualquer forma, vale a pena consultar o manual de características, para verificar exatamente qual é a demanda do tipo de CMOS que estamos utilizando.

Para evitar problemas durante as transições provocadas pela interrupção de alimentação, o remédio é utilizar capacitores paralelos adequados na alimentação de reserva $+V_{cc}$, para assegurar que a tensão $+V_{cc}$ dos CIs CMOS permaneça acima do nível de tensão do resto do sistema, em qualquer caso. Durante as transições de subida e de descida da tensão de alimentação, a tensão $+V_{cc}$ dos integrados CMOS deve crescer ou diminuir monotonicamente — sem reverberação ou descontinuidades.

Se o objetivo for a extrema integridade dos dados armazenados em memórias MAD CMOS, que são gravadas freqüentemente, é aconselhável habi-

litar o sinal de escrita da memória a partir de um sinal de *status* da tensão de alimentação. Isto evita o risco de operações erráticas (de escrita) durante as transições de interrupção de alimentação. Em sistemas de fontes de alimentação lineares, a tensão cc não regulada pode ser monitorada. Após a interrupção da alimentação, temos geralmente de 1 a 2 ms antes que a tensão não regulada caia a 1 volt. Quedas de tensão dessa magnitude permitem normalmente tempos de atraso suficientes para interromper as operações de memória antes que a tensão cc regulada comece a cair. Em fontes de alimentação chaveadas, a rede pode ser monitorada para a detecção da ausência do sinal C.A.

Bibliografia

- 1) *A Model for the Failure of Bipolar Silicon Integrated Circuits* — T. S. Speakman — ESD — 12 H. Annual

Proceeding of Reliability Physics, 1974.

- 2) *Electrostatic Discharge Prevention — Input Protection Circuits and Handling Guide for CMOS Devices* — V. Kulkarni — Application note AN 248, junho/1980.
- 3) *CMOS High-speed CMOS Logic ICs* — Databook — RCA Solid State, 1983, págs. 14-15.
- 4) *Gate Protection of MIS Devices* — M. Lenzlinger — IEEE Transactions on Electron Devices, ED-18, n.º 4, abril/1971.
- 5) *DC Electrical Characteristics of MM54HC/MM74HC* — High-speed CMOS Logic — L. Wakeman — Application, note 313, junho/1983.
- 6) *Guide to Better Handling and Operation of CMOS Integrated Circuits* — J. Flood e H. L. Pujol — ICAN 6525 — RCA Solid State.

NE

C&K 100% Nacional!

É isso aí!
Agora no BRASIL você dispõe do Tradicional Padrão Tecnológico C & K somado à confiabilidade de Atendimento ALFATRONIC.

ALFATRONIC S.A.
Av. Rebouças, nº 1498 Cep 05402 São Paulo — S.P.
Fone (011) 852-8277 Telex (011) 24.317 ALFABR

PRANCHETA NACIONAL

Controle remoto fotoelétrico

Este circuito pode desligar qualquer aparelho eletrodoméstico e lâmpadas, até o limite de 600 W em 110 V e 1 200 W em 220 V — o que inclui praticamente todos os aparelhos domésticos mais comuns. Ele é ideal para desligar televisores à noite.

Operação — O sinal do fototransistor Q1 é amplificado por Q2, quando um fecho de luz concentrado (como o de uma lanterna) o atinge. Q2, ao entrar em condução, corta Q3 e o relé é desligado, desconectando o aparelho. A chave CH1 serve para armar o circuito e ligar o aparelho, enquanto CH2 seleciona a tensão da rede. O único ajuste deve ser feito com TP1, para que a luz ambiente não interfira no funcionamento.

Montagem — Apesar de exigir alguns cuidados, a montagem é simples. A placa de circuito impresso aparece na figura 2, vista por ambas as faces. Atenção com o transistor Q1, que tem a mesma aparência de um LED incolor; seu coletor corresponde ao lado chanfrado do encapsulamento.

É aconselhável montar tudo em uma única caixa, deixando Q1 para ser montado externamente. Este deve ser instalado no interior de um tubo plástico transparente, posteriormente fosco com palha de aço (pelo lado de dentro do tubo, para garantir melhor acabamento).

Uma dica aos interessados: estou testando um circuito semelhante, através do qual é possível religar o circuito à distância, sem que seja preciso rearmá-lo.

Nota da redação: Sugerimos apenas a inclusão de um capacitor de 0,1 μ F em paralelo com D4, a fim de estabilizar a operação do relé.

Atenção: Toda idéia publicada nesta seção dá direito a uma assinatura, por um ano, da Nova Eletrônica. Se você for assinante, a publicação vai lhe garantir a renovação por mais um ano. Envie seu circuito acompanhado por um texto de no máximo duas páginas. Todo mês selecionaremos uma entre as idéias recebidas.

NE

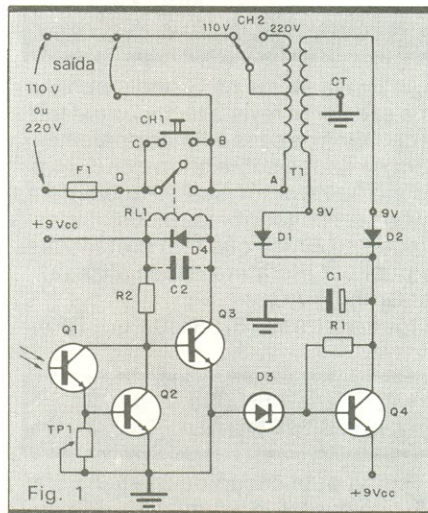


Fig. 1

Relação de componentes

R1- 470 Ω — 1/4 W
R2- 10 k Ω — 1/4 W
TP1- 1,5 M Ω
C1- 680 μ F/16 V
D1, D2- 1N4002
D3- BZX79 C9V1 ou equivalente
D4- 1N4148
Q1- TIL 78
Q2- BC549
Q3- BC548
Q4- TIP31
RL1- 101012 ou equivalente
TF1- 110/220 V, 9 + 9 V- 200 mA
F1- 3 A
CH1- contato momentâneo NA
CH2- chave HH

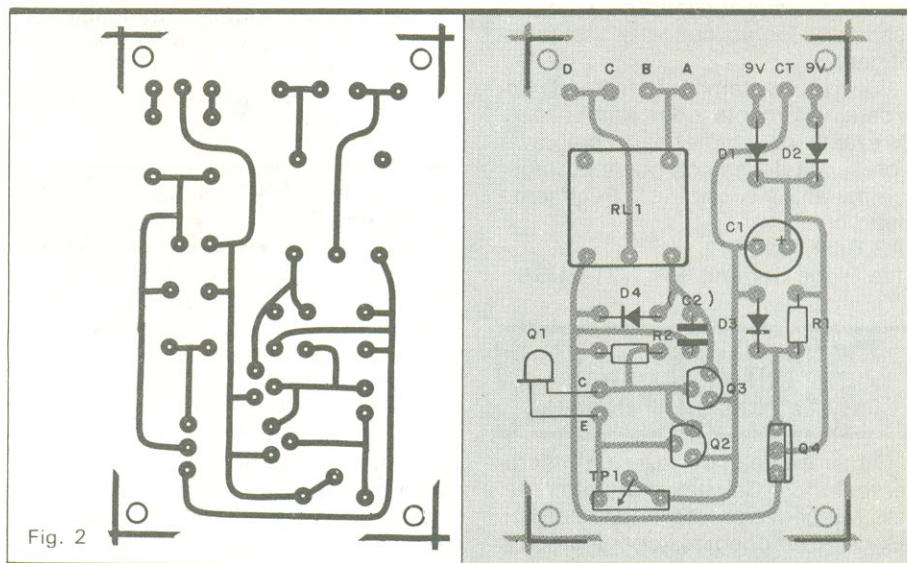


Fig. 2

2.º capítulo

O canal vertical

O sistema vertical de seu osciloscópio é responsável pela informação correspondente ao eixo Y (ou vertical) da tela. Para cumprir essa tarefa, o circuito vertical recebe os sinais de entrada e gera **tensões de deflexão** — que são usadas para controlar, ou defletir, o feixe de elétrons. Esse circuito também permite escolher como aplicar os sinais de entrada (denominado **acoplamento** e descrito mais adiante), além de fornecer sinais internos para o circuito de disparo (descrito no 4.º capítulo). A figura 4 ilustra o sistema vertical em forma de diagrama de blocos.

Alguns dos controles verticais — veja a foto do osciloscópio para identificá-los — são: posicionamento vertical, sensibilidade e acoplamento de entrada. Como todos os modelos da linha 2200 possuem 2 canais, sempre haverá um conjunto desses controles para cada canal. Existem, ainda, mais duas chaves, que permitem selecionar a moda-

lidade de operação vertical do osciloscópio, e um controle que inverte a polaridade do sinal aplicado ao 2.º canal.

Para os exercícios propostos neste capítulo, será necessário dispor de uma ponta de prova 10X (ou seja, que atenua 10 vezes o sinal de entrada), como os modelos Tektronix P6120, fornecidos juntamente com cada modelo 2200.

Posicionamento vertical

Os controles POSITION do osciloscópio permitem posicionar o traço exatamente onde se deseja, na tela. Os dois controles verticais de posição (um para cada canal) variam a altura dos dois traços presentes na tela, enquanto o horizontal “joga” esses mesmos traços mais para a direita ou mais para a esquerda, simultaneamente.

Acoplamento de entrada

A chave de acoplamento de entrada, em cada canal vertical, permite con-

trolar de que forma o sinal é aplicado ao canal vertical. O acoplamento CC (ou *corrente contínua*) exhibe todo o sinal na tela, enquanto o CA (ou *corrente alternada*) bloqueia a componente contínua do sinal e deixa passar somente a porção alternada. Essa diferença está ilustrada na figura 5.

A posição central das chaves de acoplamento está assinalada com o termo GND (ou seja, **terra**). Ao escolher essa posição, desconecta-se o sinal de entrada do sistema vertical e a tela passa a exibir o terra do chassi do osciloscópio. A posição do traço na tela, nessa modalidade, indica o nível de referência de terra. Isto representa uma comodidade adicional, pois, ao se comutar de CA ou CC para GND e novamente para a posição original, podem-se medir níveis de tensão em relação ao terra do chassi (tenha em mente, porém, que a posição GND não aterriza o sinal aplicado à entrada do aparelho).

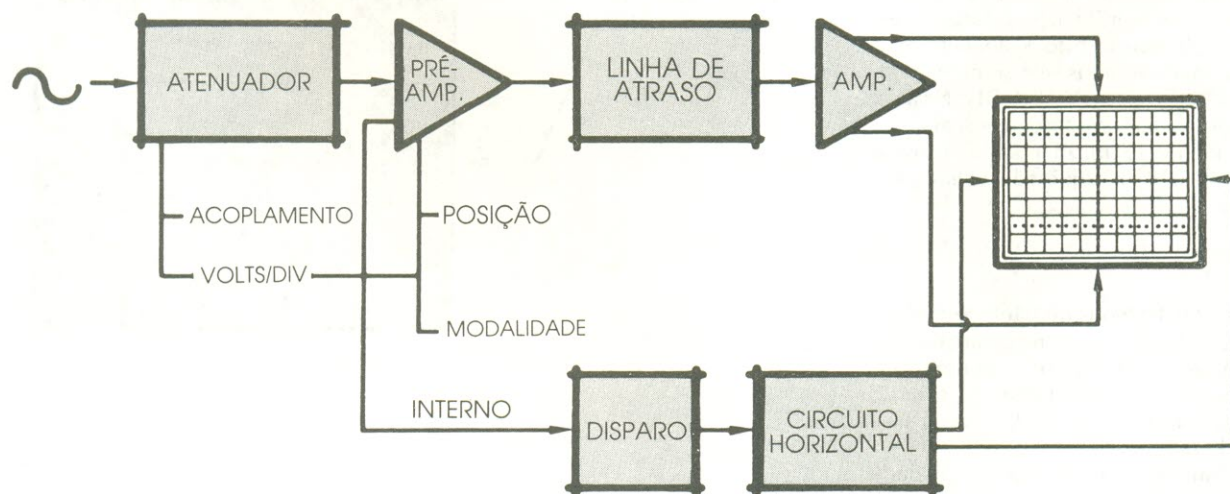


FIGURA 4

O circuito vertical de um osciloscópio Tektronix da série 2200 consiste em dois canais — dos quais apenas um está representado aqui. Cada canal possui circuitos de acoplamento do sinal ao aparelho, de redução (ou atenuação) desse sinal, quando necessário, de pré-amplificação, de retardo e, finalmente, de amplificação, para que ele possa ser entregue ao TRC. A linha de retardo permite observar o início de uma forma de onda mesmo durante o disparo do osciloscópio.

Sensibilidade

Uma chave rotativa com uma escala graduada em volts/divisão controla a sensibilidade de cada canal vertical. As diferentes sensibilidades ampliam a faixa de aplicações do osciloscópio; através do controle VOLTS/DIV, esse instrumento é capaz de exibir amplitudes de alguns milivolts até vários volts.

A chave de volts/divisão, além de variar a sensibilidade, altera também o **fator de escala**, que é o valor de cada divisão maior da retícula. Cada posição da chave é assinalada por um número que representa o fator de escala daquele canal. Assim, por exemplo, na posição de 10 V, cada uma das oito divisões maiores verticais representa 10 volts e a tela pode exibir 80 volts, no total. Da mesma forma, na posição de 2 mV, a tela vai exibir 16 mV de alto a baixo.

Se a “/” em volts/divisão for lida como “por”, será fácil associar uma determinada posição da chave a um fator de escala. Desse modo, a posição de 20 mV, por exemplo, deve ser lida como “20 milivolts por divisão”.

A ponta de prova utilizada na medição também influencia o fator de escala. Observe, na foto do aparelho, que existem duas áreas sem sombreamento junto às chaves VOLTS/DIV. Na área da direita temos o fator de escala válido quando se utiliza a ponta de prova 10X. A área da esquerda é válida para pontas de prova 1X.

VOLTS/DIV (volts/divisão) variável

O botão vermelho no centro da chave VOLTS/DIV proporciona uma variação contínua no fator de escala, chegando a superar em 2,5 vezes o ajuste da própria chave.

Controles variáveis de sensibilidade como esse são úteis quando se deseja realizar comparações rápidas de amplitude em uma série de sinais. Pode-se, por exemplo, tomar um sinal desconhecido, com qualquer amplitude, e utilizar o controle variável para assegurar que a forma de onda caiba no espaço útil da tela. Em seguida, ao se analisar outros sinais, com o mesmo ajuste, é

possível verificar rapidamente se estes têm ou não a mesma amplitude.

Inversão do canal 2

Para realizar medições diferenciais (que serão descritas na Parte II), é preciso inverter a polaridade de um dos ca-

nais de entrada. O controle INVERT, acoplado ao amplificador vertical do canal 2, oferece esse recurso. Quando é pressionado, o sinal aplicado a esse canal fica invertido. Quando está na posição normal, os dois canais têm a mesma polaridade.

REFERÊNCIA
DE TERRA
POSICIONADA
NESTE PONTO

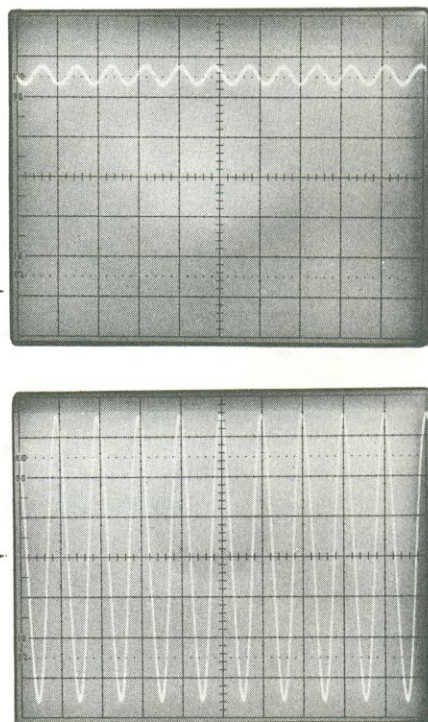


FIGURA 5

Os controles de acoplamento de entrada, pertencentes ao circuito vertical, permitem escolher entre as posições AC, DC e GND. O acoplamento CC (DC) entrega o sinal de entrada por inteiro ao circuito vertical. O acoplamento CA (ou AC) bloqueia as componentes contínuas do sinal, permitindo somente a passagem da parte alternada. A posição GND, ou aterrada, desliga o sinal de entrada e possibilita a observação do nível de terra do aparelho. O acoplamento CA vem a calhar quando o sinal completo (componentes contínuas e alternadas) é muito amplo para a posição desejada da chave VOLTS/DIV. Em casos como esse, a tela apareceria como na foto do alto. Ao se eliminar a componente contínua, o sinal pode ser analisado com uma posição VOLTS/DIV bem mais conveniente, como na segunda foto.

Modalidade de operação

Os osciloscópios são mais úteis se permitem mais de uma modalidade de operação vertical. No Tektronix 2200, várias são possíveis, sob o controle das duas chaves VERTICAL MODE: apenas o canal 1; apenas o canal 2; ambos os canais, na modalidade chaveada ou alternada; e ambos os canais, somados algebricamente.

Para fazer o osciloscópio mostrar somente o canal 1, leva-se a chave da esquerda à posição CH 1. E para exibir somente o canal 2, põe-se a mesma chave na posição CH 2. Para observar os dois canais na modalidade alternada, gira-se a chave da esquerda para a posição BOTH — que ativa a chave da direita — e gira-se essa chave para ALT. Aparecem então os dois canais, traçados alternadamente na tela; o osciloscópio realiza uma varredura do canal 1, depois uma varredura do canal 2 e assim por diante.

Para apresentar os dois canais na modalidade chaveada, a chave da esquerda deve estar em BOTH e a da direita, em CHOP. Nessa modalidade, o osciloscópio “retira” pequenas parcelas dos sinais, realizando comutações entre eles a uma frequência fixa, de forma a parecer uma exibição contínua aos nossos olhos.

As modalidades alternada e chaveada são fornecidas no mesmo aparelho para que seja possível observar dois sinais a qualquer frequência de varredura. A primeira traça um sinal e depois o outro, mas não ambos simultaneamente, o que funciona esplendidamente em varreduras rápidas, já que nossos olhos não percebem a alternância. Para observar dois sinais em velocidades mais baixas, é preciso apelar para a modalidade chaveada.

Sempre que for necessário observar os dois sinais combinados num só, na tela, utiliza-se a posição BOTH na chave da esquerda e ADD na da direita. Tem-se, assim, um sinal resultante de uma combinação algébrica, seja através de uma soma dos canais (CH 1 + CH 2) ou de uma subtração entre eles, quando o canal é invertido ((+CH 1) + (-CH 2)).

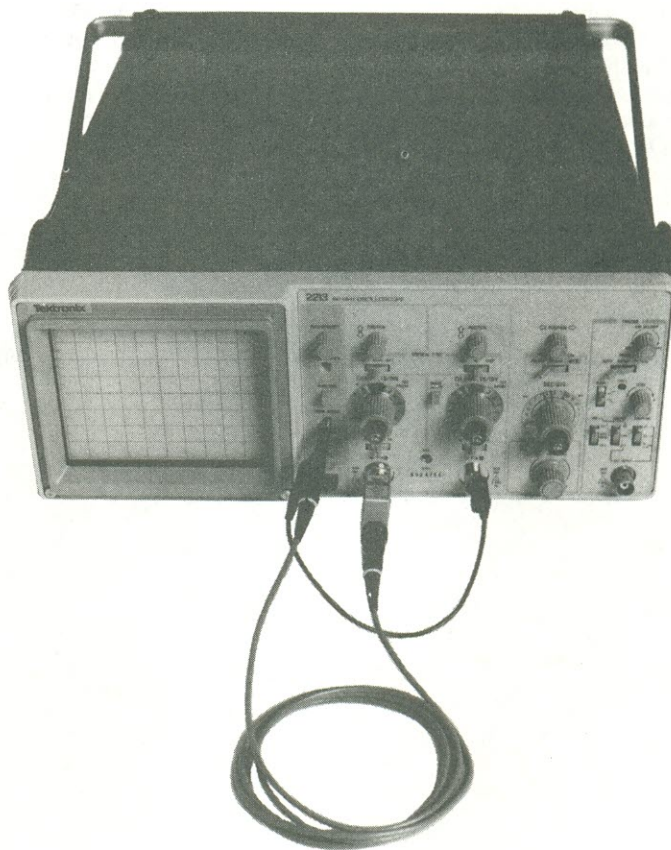


FIGURA 6

A ponta de prova 10X modelo P6120, da Tektronix, pode ser acoplada ao conector BNC tanto do canal 1 (como mostra a foto), como do canal 2. Ao contrário do que se vê, a extensão de terra é normalmente ligada ao terra do circuito que está sendo analisado. A tomada de ajuste da ponta de prova é denominada PROBE ADJUST e está localizada junto aos controles do TRC, no painel frontal.

Separação na varredura alternada

No modelo 2215 existe também um controle de separação na varredura: A/B SWP SEP. Ele é utilizado para variar a posição do traço do canal B em relação ao A. Empregando a separação A/B de varredura, juntamente com os controles de posição vertical, podem-se posicionar quatro traços na tela — dois canais e duas bases de tempo — sem haver sobreposição (as medições

utilizando o osciloscópio com dupla base de tempo estão descritas no 9º capítulo).

Usando os controles verticais

Antes de usar os controles do sistema vertical, é preciso certificar-se de que os controles continuam posicionados exatamente como foram ajustados no final do capítulo anterior:

- os botões AUTO INTENSITY e AUTO FOCUS ajustados para fornecer um traço brilhante e nítido;
- a chave SOURCE (do disparo) em INT e a chave INT (também do disparo) em CH 1;
- a chave MODE (do disparo) em AUTO;
- o controle VAR HOLDOFF totalmente girado no sentido anti-horário;
- a chave SEC/DIV em 0,5 ms;
- a chave VOLTS/DIV de ambos os canais em 100 V (leitura com ponta de prova 10X);
- os dois controles VAR VOLTS/DIV totalmente girados no sentido horário;

- as alavancas do acoplamento de entrada em GND;

- o controle VERTICAL MODE em CH 1; o HORIZONTAL MODE, em, NO DLY.

Basta então ligar a ponta de prova 10X ao conector BNC do canal 1, existente no painel frontal do aparelho (BNC significa “baioneta Neill-Concelman”, cujo nome é devido a Paul Neill, que desenvolveu a série N de conectores nos laboratórios Bell, e a Carl Concelman, inventor da série C de conectores).

Aplica-se, então, a extremidade da ponta de prova à tomada PROBE ADJ.

Toda ponta de prova é dotada de uma pequena extensão de terra, terminada por uma garra jacaré, utilizada para ligar a sonda ao terra do circuito sob análise. Essa garra deve ser acoplada à parte externa do conector BNC do canal 2, como se vê na figura 6.

As legendas na foto do aparelho podem servir para recordar a localização dos controles. O exercício 3 foi concebido para permitir uma revisão prática dos controles do sistema vertical.

Exercício 3 — Controles do circuito vertical

Compensando a ponta de prova

1. Ligue o osciloscópio e ponha a chave VOLTS/DIV do canal 1 em 0,5 V; lembre-se de que a P6120 é uma ponta de prova 10X e, portanto, deve ser usada com a metade direita da escala VOLTS/DIV.

2. Comute para AC o acoplamento de entrada do canal 1.

3. Se o sinal presente na tela não estiver estável, você deverá girar o controle LEVEL, na seção de disparo, até que o sinal pare de se deslocar e a luz TRIG'D acenda. Use o controle AUTO FOCUS para obter um sinal mais nítido, e o AUTO INTENSITY, para ajustar o brilho.

4. Em seguida, compense a ponta de prova. Para isso, existe um parafuso de ajuste na base da sonda; ele deve ser girado até que os patamares e vales da onda quadrada (obtida da tomada PROBE ADJUST) estejam perfeitamente planos. Mais informações sobre a compensação de pontas de prova poderão ser encontradas no 5º capítulo deste curso.

Controlando a sensibilidade vertical

1. O sinal de ajuste da ponta de prova é uma onda quadrada de aproximadamente 0,5 V e o fator de escala para o canal 1 é de 0,5 V por divisão — ou seja, cada divisão maior da retícula representa 0,5 V. Use o controle de posicionamento vertical do canal 1 para alinhar a parte inferior da onda quadrada com a linha central da tela. Nessa situação, a parte superior da onda deve estar bem próxima à linha imediatamente superior da retícula — provando que o sinal de ajuste está realmente em torno de 0,5 V (o sinal de ajuste da ponta de prova não é um fator crítico do aparelho, motivo pelo qual sua amplitude não precisa ser rigorosamente definida).

2. Gire a chave VOLTS/DIV duas etapas para a direita. O fator de escala do canal 1 é agora de 0,1 volt/divisão, e o sinal — ainda de 0,5 V — ocupa cinco grandes divisões da retícula.

3. Gire o controle VAR, no centro da chave VOLTS/DIV, para a esquerda. Isso vai tirá-lo de sua posição calibrada e permitir que você veja seu efeito. Como ele reduz em 2,5 vezes ou mais o fator de escala, o sinal deverá ocupar menos de duas grandes divisões, quando o botão estiver totalmente voltado para a esquerda. Caso o resultado não corresponda exatamente a isso, não se preocupe: os controles de variação do fator de escala são usados para comparar sinais e não para medição de amplitudes; assim, a faixa de variação desse botão não é crítica. Gire, então, o controle de volta à posição inicial.

Acoplamento do sinal

1. Comute a chave de acoplamento de entrada do canal 1 para GND e posicione o traço no centro da retícula. Volte então para a posição AC e observe como o sinal continua centrado na tela. Mova a chave VOLTS/DIV de volta para 0,5 V e veja que o sinal continua no mesmo lugar.

2. Mude a chave, agora, para o acoplamento CC (posição DC). A parte superior do sinal de ajuste deve estar na linha central da retícula, enquanto sua parte inferior, quase atingindo a linha imediatamente abaixo. Agora você pode ver a diferença entre os acoplamentos de CC e CA. O acoplamento por corrente alternada bloqueou a parcela contínua do sinal e mostrou a você apenas uma onda quadrada de 0,5 V pico a pico, centrada na referência zero, que você mesmo ajustou no centro da retícula. O acoplamento CC, por seu lado, mostrou que a parte constante da onda quadrada é totalmente negativa em relação à referência; provou-se, desse modo, que essa posição da chave permite a passagem de todos os componentes do sinal de entrada.

Os controles da modalidade vertical

1. Até agora você tem usado o osciloscópio apenas no canal 1, mas essa é somente uma das várias modalidades de operação vertical. Observe o traço do canal 2 ao deslocar a chave da esquerda para CH 2, na área do painel assinalada como VERTICAL MODE. O acoplamento de entrada desse canal ainda deve estar em GND (aterrado); por isso, a tela vai mostrar apenas o traço posicionado na referência de terra. Alinhe esse traço com a segunda linha da retícula a partir do topo da tela, com o auxílio do controle de posição do canal 2.

2. Agora desloque a mesma chave para a posição BOTH (ambos), o que permite utilizar uma das modalidades do vertical existentes na alavanca ao lado (ADD, ALT ou CHOP). Selecione a posição ALT, que corresponde à modalidade alternada — na qual o osciloscópio alterna, na tela, as formas de uma onda dos dois canais, realizando uma varredura completa de cada um, antes de passar para o outro. Isto pode ser observado ao se reduzir a velocidade de varredura.

Mova, então, a chave SEC/DIV para 0,1 segundo/divisão. Você poderá ver os dois pontos correspondentes ao canal 1 percorrendo a tela, seguidos pelo único ponto do canal 2 (que está acoplado em CC, lembre-se) e assim por diante, indefinidamente. Isso mostra como cada

varredura, na posição ALT, é realizada completamente, antes que o osciloscópio passe para o outro canal.

3. Comute a chave SEC/DIV de volta para 0,5 ms e a alavanca de modalidades para CHOP. A tela vai mostrar algo muito parecido com a modalidade alternada, mas a forma de obtenção é totalmente diferente. No modo alternado, você observou que um dos sinais era completamente “escrito” na tela, antes que o outro entrasse; isso torna-se muito aborrecido na observação de sinais lentos, já que o aparelho mostra um traço por vez. Na modalidade chaveada, por outro lado, o osciloscópio comuta rapidamente os dois canais, de modo a traçar uma pequena parte de cada um, antes de passar para o outro. Ao observar a tela, os dois sinais parecerão contínuos, pois o osciloscópio estará comutando entre ambos com grande rapidez — aproximadamente 250 KHz, na série 2200.

Você poderá observar o chaveamento, se selecionar uma velocidade de varredura elevada. Mova a chave SEC/DIV para 10 μ s/divisão, por exemplo, e a tela mostrará linhas tracejadas, devido à operação de chaveamento. Assim, a posição CHOP é de grande utilidade para baixas velocidades de varredura, enquanto a ALT atua melhor com sinais rápidos.

4. Desloque a chave SEC/DIV de volta para 0,5 ms. Existe mais uma modalidade vertical, que é a adição de sinais (ADD). Nessa condição, os dois sinais são somados algebricamente — CH 1 + CH 2 ou CH 1 - CH 2, se o 2º canal estiver invertido. Para vê-la em operação, comute a alavanca correspondente para a posição ADD. Dessa forma, você pode apreciar como ficam os dois sinais combinados, aproximadamente a meio caminho de onde estavam os dois sinais separados.

3.º capítulo

O canal horizontal

Para reproduzir formas de onda, o osciloscópio exige dados horizontais e verticais. O canal horizontal encarrega-se de fornecer a segunda dimensão, produzindo as tensões de deflexão que deslocam o feixe horizontalmente. Assim, o circuito horizontal contém um **gerador de varredura**, que produz uma onda dente-de-serra ou rampa (fig. 7), usada para controlar as frequências de varredura do aparelho.

É o gerador de varredura que torna possíveis vários recursos de um osciloscópio moderno. O circuito que tornou linear a taxa de elevação da rampa — um aperfeiçoamento pioneiro da Tektronix — foi um dos mais importantes avanços da oscilografia. Com mais esse recurso, o movimento horizontal do feixe pôde ser calibrado diretamente em unidades de tempo — permitindo medir o tempo entre eventos com maior precisão, na tela do instrumento.

Pelo fato de estar calibrado em unidades de tempo, o gerador de varredura é normalmente chamado de **base de tempo**. Ele possibilita escolher as unidades de tempo e observar o sinal durante períodos muito breves, medidos em nanossegundos, ou por períodos mais prolongados, de até vários segundos.

Os controles do sistema horizontal pertencentes ao Tektronix 2213 aparecem na foto: o controle de posicionamento horizontal (POSITION) encontra-se próximo ao topo do painel e logo abaixo pode-se ver o botão de modalidade horizontal (HORIZONTAL MODE); o controle de ampliação e varredura variável é o botão vermelho no centro da chave SEC/DIV; e na parte inferior da coluna reservada aos controles horizontais estão a chave de retardo (DELAY TIME) e seu multiplicador (MULTIPLIER).

O modelo 2215, por sua vez, possui dois controles SEC/DIV concêntricos e uma chave B DELAY TIME POSITION, ao invés dos controles de retardo e multiplicação (os controles usados para posicionar o início de uma varredura com retardo são normalmente denominados multiplicadores de retardo — *delay time multipliers* ou DTMs).

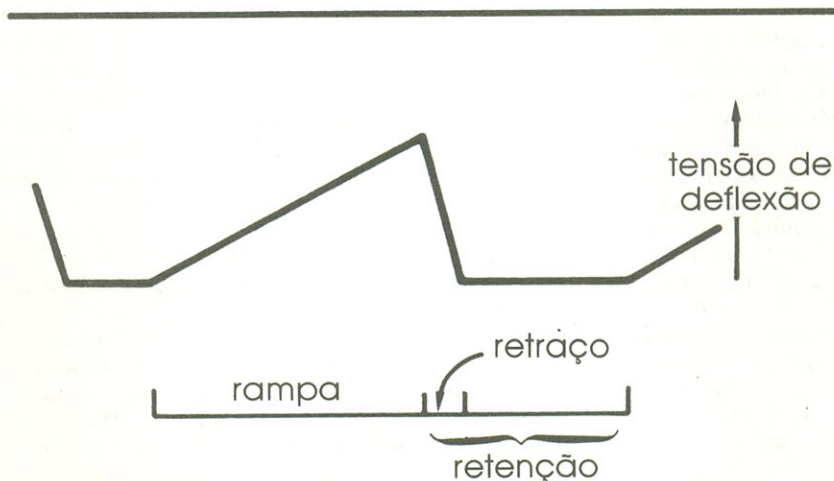


FIGURA 7

A onda dente-de-serra é uma rampa de tensão produzida pelo gerador de varredura. A porção ascendente da forma de onda é comumente chamada de **rampa**; a parte descendente, de **retrazo**; e o período entre rampas, de **tempo de retenção**. A varredura da tela pelo feixe de elétrons é controlada pela rampa e o retorno do feixe ao lado esquerdo da mesma ocorre durante o retrazo.

Posicionamento horizontal

A exemplo dos controles de posicionamento vertical, existem os botões POSITION horizontais, para alterar a localização das formas de onda na tela.

Modalidades de operação

Os osciloscópios de base de tempo simples dispõem, em geral, de uma única modalidade de operação. O modelo 2213, porém, oferece três opções no mesmo aparelho: varredura normal, intensificada ou atrasada. Por outro lado, instrumentos com base de tempo dupla, como o 2215, permitem usar duas modalidades simultaneamente. Nesses casos, a varredura A é normal, sem retardo (como a que existe em osciloscópios comuns), enquanto a B tem início após um certo tempo. Além disso, alguns osciloscópios com duas bases de tempo — e o 2215 serve novamente de exemplo — permitem observar as duas varreduras ao mesmo tempo, sendo a varredura A intensificada pela B, e esta, em seu aspecto normal. Esse processo é conhecido como modalidade alternada de operação horizontal.

Como será vista apenas a modalidade normal nestes primeiros capítulos, deve-se deixar a chave HORIZONTAL MODE na posição NO DLY (sem retardo), no 2213, e A (apenas a varredura A), no 2215. O capítulo 9, na segunda parte deste curso, descreve as maneiras de se fazer medições com varredura retardada.

Tempos de varredura

A chave SEC/DIV permite selecionar a frequência com que o feixe vai varrer a tela; assim, a comutação dessa chave permite observar intervalos de tempo breves e longos de um sinal. Como no controle vertical VOLTS/DIV, a escala dessa chave refere-se aos fatores de escala da tela. Desse modo, se ela estiver na posição "1 ms", vai significar que cada divisão maior, na horizontal, representa 1 milissegundo e que na tela toda vão "caber" 10 ms.

No modelo 2215, que possui duas bases de tempo, existem dois controles SEC/DIV; a varredura A fornece todas as posições descritas adiante, enquanto a B, com sua chave própria, cobre de 0,05 μ s a 50 ms/divisão.

Todos os instrumentos Tektronix da série 2200 oferecem tempos de varredura variando desde 0,5 s até 0,05 μ s por divisão. Eis os valores que aparecem na escala dos osciloscópios:

.5 s — 0,5 s (meio segundo)
 .2 s — 0,2 s
 .1 s — 0,1 s
 50 ms — 50 milissegundos
 20 ms
 10 ms
 5 ms
 2 ms
 1 ms
 .5 ms — 0,5 ms
 .2 ms — 0,2 ms
 .1 ms — 0,1 ms
 50 μ s — 50 microssegundos
 20 μ s
 10 μ s
 5 μ s
 2 μ s
 1 μ s
 .5 μ s — 0,5 microssegundo
 .2 μ s — 0,2 μ s
 .1 μ s — 0,1 μ s
 0,05 μ s — 0,05 μ s

onde: 1 ms = 0,001 s ou 10^{-3} s
 1 μ s = 0,000001 s ou 10^{-6} s

Certos osciloscópios possuem também um ajuste XY na chave SEC/DIV, usado nas medições X-Y, descritas no capítulo 9.

SEC/DIV (segundos por divisão) variável

Além das velocidades calibradas, pode-se obter inúmeras outras ao girar, no sentido anti-horário, o botão vermelho VAR, no centro da chave SEC/DIV. Esse controle reduz a velocidade de varredura em pelo menos 2,5 vezes, chegando a atingir o valor de 0,5 s \times 2,5 s — ou seja, 1,25 segundo/divisão. É preciso lembrar, também, que a posição máxima desse controle, no sentido horário, corresponde à varredura calibrada.

Ampliação horizontal

Grande parte dos osciloscópios existentes fornece algum meio de ampliar horizontalmente a forma de onda mos-

trada na tela. O efeito da ampliação é obtido multiplicando-se a velocidade de varredura pela constante ampliadora. Na série 2200 de osciloscópios está prevista uma ampliação horizontal de 10 vezes, que é acionada puxando-se o botão VAR. Esse valor proporciona uma velocidade de varredura 10 vezes superior ao ajuste da chave SEC/DIV; assim, por exemplo, a posição 0,05 μ s/divisão, quando ampliada, torna-se uma varredura de 5 nanossegundos/divisão. A ampliação 10X é muito útil

quando se deseja observar detalhes, dentro de um mesmo sinal, que ocorrem muito próximos no tempo.

Os controles DELAY TIME (retardo) e MULTIPLIER (multiplicador)

Constituem uma chave e um botão, usados em conjunto com as modalidades intensificada e atrasada de operação horizontal, no modelo 2213. Seus recursos serão descritos mais adiante, no capítulo 9, sob o item "Medidas com varredura atrasada".

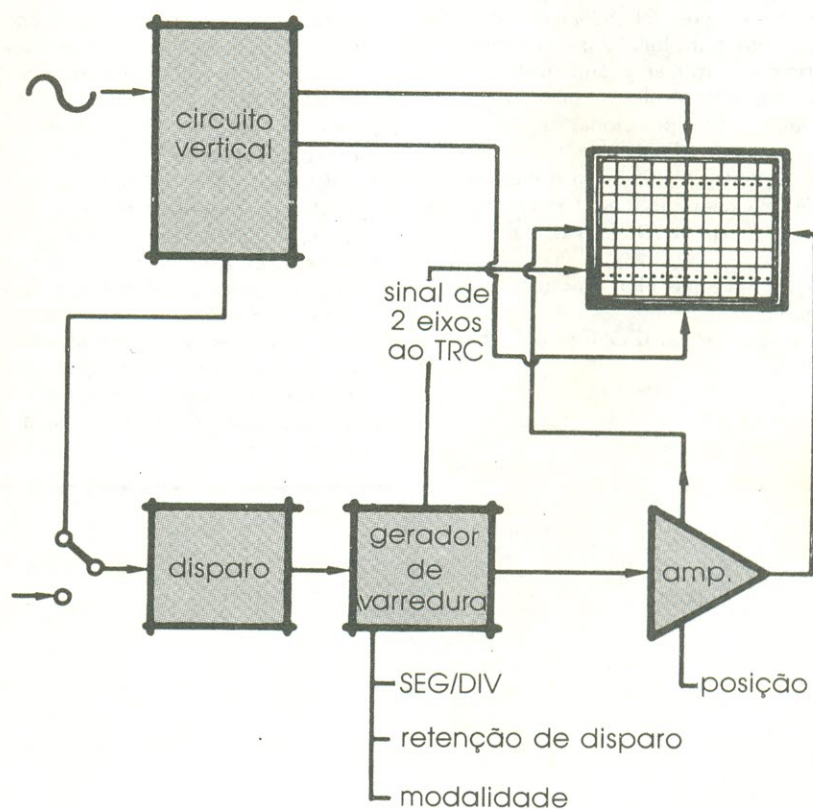


FIGURA 8

Os componentes do circuito horizontal incluem o gerador de varredura e o amplificador horizontal. O gerador de varredura produz uma onda dente-de-serra, que é processada pelo amplificador e aplicada às placas de deflexão horizontal do TRC. O circuito horizontal fornece também o eixo Z do osciloscópio — que determina a presença ou ausência do feixe de elétrons e seu brilho na tela.

O controle B DELAY TIME POSITION (posição do retardo B)

Esse controle calibrado de 10 voltas é empregado para posicionar o início da varredura B, em relação à varredura A, no modelo 2215. Sua utilização também está descrita no item "Medidas com varredura atrasada", do capítulo 9.

Usando os controles horizontais

Como se pode ver na figura 8, o circuito horizontal pode ser dividido em dois blocos funcionais: o amplificador horizontal e o gerador de varredura. Para familiarizar-se com os controles do sistema horizontal, basta seguir as instruções do Exercício nº 4 e orientar-se pela foto, para localizar os controles. É preciso certificar-se, antes de mais nada, que os controles do painel frontal estejam assim posicionados:

- a chave SEC/DIV em 0,5 ms;
- a chave SOURCE, do disparo, em INT; e a chave INT em CH 1;
- a chave MODE, do disparo, em AUTO;
- a chave INVERT do canal 2 desligada;
- e a chave HORIZONTAL MODE em NO DLY.

Exercício 4 — Controles do circuito horizontal

1. Ponha a chave esquerda da modalidade vertical em CH 1 e a de VOLTS/DIV desse canal em 0,5 V. Certifique-se de que a ponta de prova está conectada ao canal 1 e à tomada PROBE ADJ. Ligue o osciloscópio e comute a alavanca de acoplamento para GND, centrando o sinal na tela com o controle de posição. Volte, então, para a posição AC.

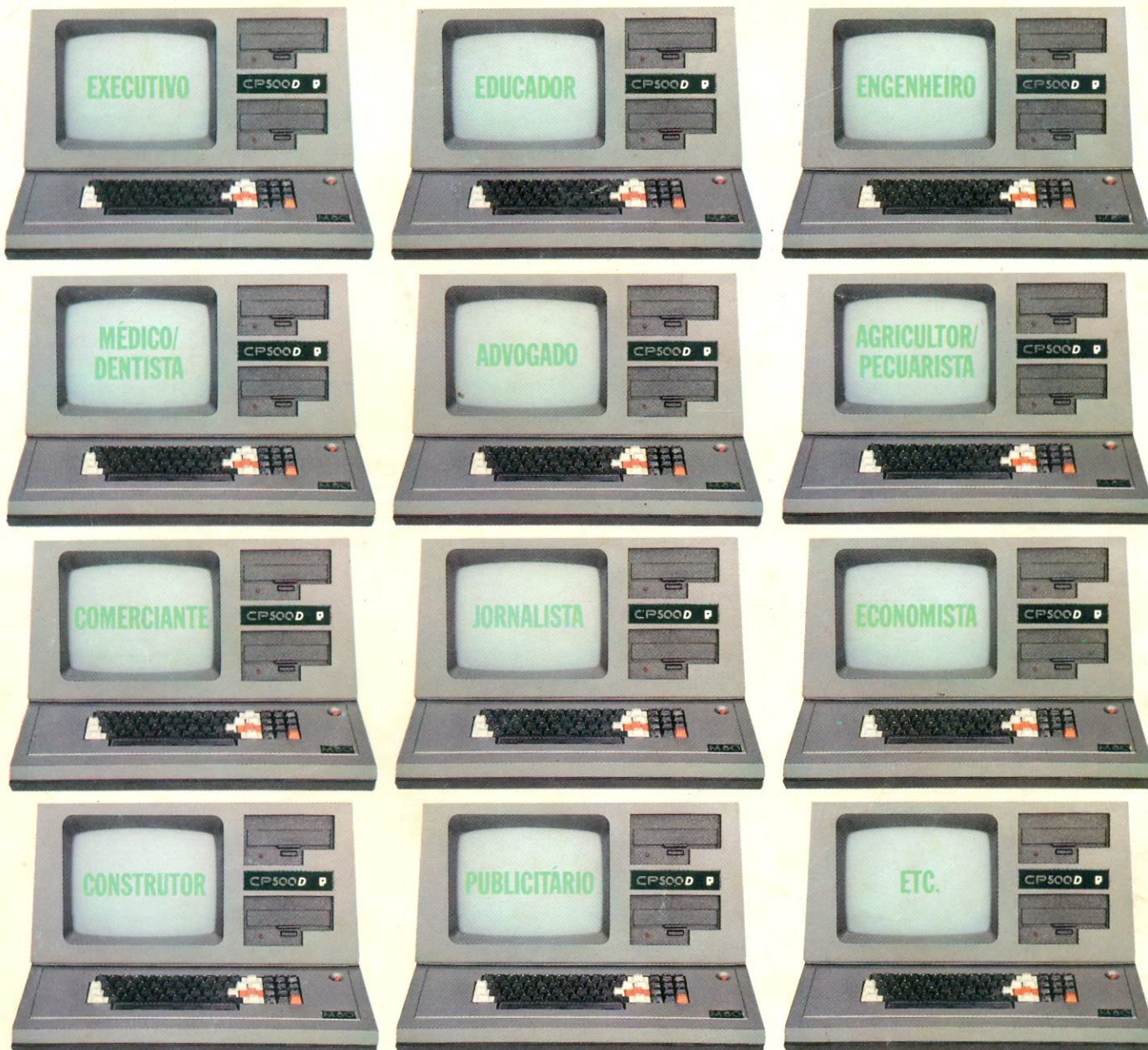
2. Agora você pode utilizar o circuito horizontal para observar o sinal de ajuste da ponta de prova. Desloque a forma de onda, através do controle de posicionamento horizontal, até que uma borda ascendente do sinal fique alinhada com a linha central da retícula. Examine a tela e veja em que ponto a linha horizontal central está sendo cruzada pela borda ascendente seguinte. Conte as marcações correspondentes às pequenas e grandes divisões, ao longo dessa linha central, e guarde esse número.

3. Altere a varredura para 0,2 ms, alinhe novamente uma borda ascendente com uma linha vertical da retícula e conte o número de divisões até a próxima borda. Como a varredura foi alterada de 0,5 para 0,2 ms, a forma de onda aparece 2,5 vezes mais extensa que a anterior. É claro que o sinal não mudou, mas apenas o fator de escala.

4. No centro da chave SEC/DIV existe um controle variável que, quando totalmente voltado para o sentido anti-horário, torna válida a escala — ou seja, calibra os valores impressos nessa chave. Desloque o botão de sua posição calibrada, para observar o efeito sobre a velocidade de varredura. Veja que os ciclos do sinal tornam-se quase 2,5 vezes menores quando esse botão é levado ao outro extremo. Devolva o controle VAR à posição original.

5. Comute a chave SEC/DIV para 0,5 ms e puxe para fora o controle VAR central. Isso proporciona uma ampliação de 10 vezes na velocidade de varredura. Em outras palavras, cada valor da escala dessa chave resulta numa varredura 10 vezes mais rápida. Assim, por exemplo, a varredura é agora de 0,05 ms/divisão e não mais 0,5 ms, como está assinalado.

6. Enquanto o osciloscópio está ampliando o sinal de ajuste, use o controle de posicionamento horizontal; veja como seu efeito também foi ampliado. A combinação do sinal ampliado com esse controle possibilita examinar melhor os pequenos detalhes das formas de onda. Volte à velocidade normal de varredura, empurrando de volta o botão VAR.



CP 500/M,⁸⁰ a grande solução.

Garantia da maior biblioteca de programas aplicativos.

O CP 500/M⁸⁰ agora também é compatível com CP/M, o Sistema Operacional mais difundido no mundo. Isso significa que, somando o tradicional DOS 500 com o CP/M, você passa a dispor da maior biblioteca de programas aplicativos do mercado. Trata-se da solução inteligente e racional para o seu dia-a-dia, permitindo a você tirar vantagem de programas como

CalcStar*, dBase II*, WordStar* e muitos outros, que vão agilizar tanto a sua vida quanto a da sua empresa: Folha de Pagamento, Controle de Estoque, Contas a Pagar/Receber, Administração Hospitalar, Cálculo Estrutural, Sistema de Balanceamento de Rações e outros programas específicos para o seu ramo de atividade.

O CP 500/M⁸⁰ possui saída paralela para

impressora, e você pode instalar facilmente uma porta RS232-C, que o coloca em contato com a Rede Internacional de Telemática, além do Videotexto, Cirandão, Aruanda etc. Conheça no seu revendedor mais próximo o CP 500/M⁸⁰.

Um grande passo na informática, com a qualidade CP e a Tecnologia Prológica.

Características	Sistema Operacional		Video 12" fósforo verde com controle de intensidade Teclado profissional capacitivo com numérico reduzido Interface para impressora paralela Interface serial padrão RS232-C (opcional) Frequência de Operação: 2 Mhz Unidade de som com controle de volume Opera com 1 ou 2 drives de face simples ou dupla
	SO-08	DOS 500	
Memória RAM	64 Kbytes	48 Kbytes	
Memória ROM	2 Kbytes	16 Kbytes	
Compatibilidade	CP/M*	TRS-DOS	
Video	80 colunas por 24 linhas	por 16 linhas	

* Marcas Registradas

CP
COMPUTADORES PESSOAIS
TECNOLOGIA
PROLÓGICA